

昭和22年5月25日 第3種郵便物認可 昭和35年4月20日印刷 昭和35年4月25日発行 (毎月1回25日発行)

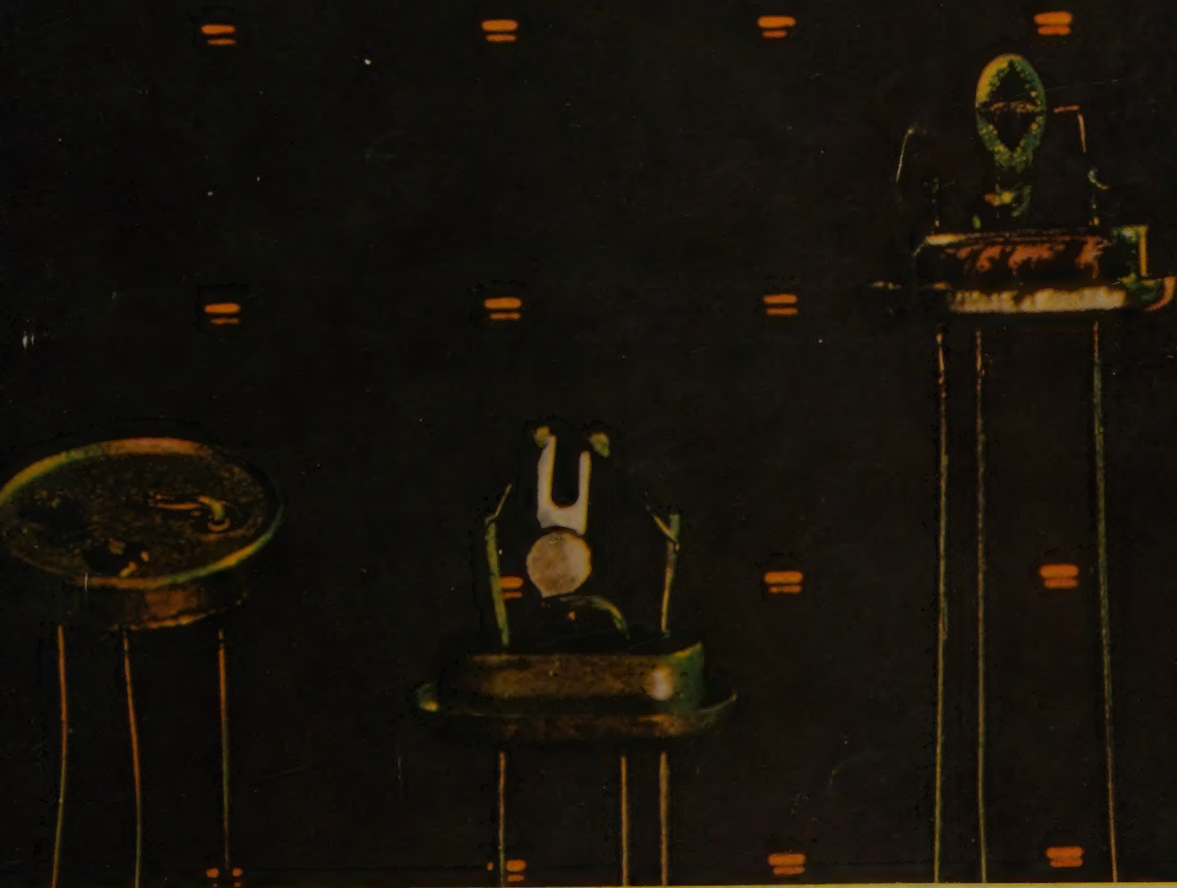
電気通信学会雑誌

The Journal of the Institute of
Electrical Communication Engineers of Japan

昭和35年4月

APRIL 1960

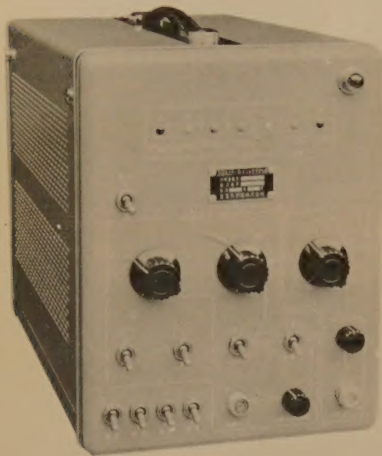
半 導 体 特 集



社団法人 電気通信学会

The Institute of Electrical Communication Engineers of Japan

カラーバー・ドット信号発生器 316形



本器はNTSC方式によるカラー受像機およびカラーテレビ機器の調整や点検に必要な装置で、回路構成は非常に簡単化され取扱に便利のように設計された小型で堅牢な可搬型カラー用映像信号発生器であります。

外部信号をもちいないでカラー複合信号、コンバージェンス調整用のドット信号、格子信号、が得られるほか、各チャンネルに変調された高周波出力がえられるので、放送の有無にかかわらずカラー受像機の調整が簡単にできます。

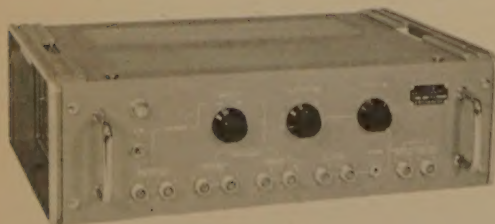
規 格

出力信号	正または負	開放端子で0~2.5V _{p-p} 100Ω 端子で0~1.0V _{p-p} 飽和度100%
(イ)	カラーバ信号	色配列 緑・黄・赤・マゼンタ・白・シアン・青
(ロ)	I・Q信号	I・Qのいずれかを選択可能
(ハ)	B-Y、R-Y	B-Y、R-Yのいずれかを選択可能
(ニ)	色度信号	輝度成分除去
(ホ)	輝度信号	色度成分除去
(ヘ)	格子信号	水平15本、垂直20本
(ト)	ドット信号	300点
(チ)	水平バー信号	15本
(リ)	垂直バー信号	20本
高周波出力信号	1~12チャンネル	0.2~1.0mV _{p-p}
副搬送波出力信号		1.0V _{p-p}
寸法・重量		270(巾)×300(高さ)×400(奥行)・12Kg

芝電 の テレビジョン 放送機器

Shibaden

垂直インターバルキーヤ 315形



本器はモノクロームテレビまたはカラーテレビ放送においてプログラムと同時に試験信号を送信する場合に使用する装置で、試験信号は312形テレビジョン信号発生器またはTG-3形テレビジョン試験波形発生器などを使用し、それらのマルチバースト信号、階段波信号あるいはカラーバー信号を垂直期間の端1~4H間に合成信号として加えます。

本装置の主要なる目的は動作状態におけるビデオ機器系統の保守点検をテレビジョン試験信号により忠実明確にできることです。

規 格

入力信号	
複合映像信号(映像正)	1.4V _{p-p}
複合同期信号(極性負)	0.1V _{p-p} ~10V _{p-p}
水平、垂直駆動信号(極性負)	4V _{p-p}
出力信号	
水平駆動信号	75Ω端子において4V _{p-p} (負)
垂直駆動信号	75Ω端子において4V _{p-p} (負)
キーヤ出力信号	75Ω端子において0~5V _{p-p} (正)
輝度変調出力信号	330Ω端子において20V _{p-p} (負)
トリガ出力信号	2.5KΩ端子において20V _{p-p} 鋸歯状波(正)

電 源

交流入力	100V, 50%, 60%, 1.6A
直 流	+250V 160mA
雑音およびリップル	5mV R・M・S 以下
寸 法	526(巾)×162(高さ)×336(奥行)mm

芝電気株式会社 芝電気測器株式会社

本社・工場 東京都世田谷区野沢町2丁目148 (421)5111~5
八王子工場 八王子市大和田町1644 八王子(2)6121(代)
営業所 東京営業所・大阪営業所・福岡営業所



最高執筆者による現場技術雑誌

エレクトロニクス
ダイジェスト

- 1. 月刊発行
- 2. 特集重点の便利さ
- 3. 優秀電子装置回路集を連載
- 4. 回路設計者に垂涎の諸データ
- 5. 購買に必読のバイヤースガイド

本誌の特徴は

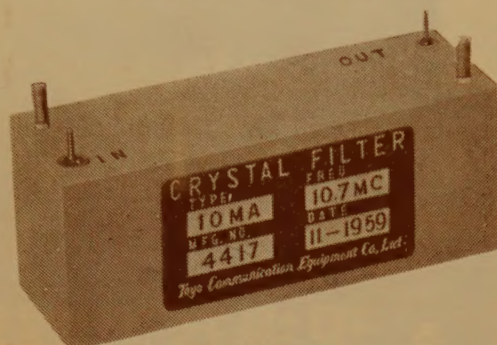
■ 在庫一覧表 (第2集〜4集 ￥550, 第5集以下 ￥450)

第2集 トランジスタ応用技術 トランジスタ受信機的设计・テレビ受像機のトランジスタ化変調・トランジスタ購入上の注意・その他	第8集 パルス技術とレコーディング テープ方式の高性能化のために・テープによるデータプロセッシング・計測技術への応用・パルスレコーディング操作の実態	第13集 デジタルオートメーション 電子式自動制御方式の基礎・AD変換とData-Handling (電子式プロセス制御装置・電子式プロセス調節計・プロセス制御の実例 その他
第4集 原子力エレクトロニクス 原子力エレクトロニクスの現況・クロノトロン設計・広帯域増幅器の設計・ラボスコープの設計 その他	第9集 小型モータとサーボメカニズム 小型モータとサーボメカニズム88のポイント・サーボ磁気増幅器・プロセス自動制御における各種方式の比較論 その他	第14集 超音波の技術 超音波工業の展望と基礎的問題・超音波装置の設計と問題点・超音波の動力分野への応用装置・超音波の洗滌領域各論 その他
第5集 デジタルの技術 数値制御について・数値制御の開発・数値制御方式の利益・演算記憶装置・変換増幅操作の例 その他	第10集 最新電子機器回路集 ミリレーン・グマシンを制御するライントレーサ回路・ギヤモータの逆回転防止回路・トランジスタ回路による60W300W送信機用電源 その他用	第15集 データプロセッシングシステム データプロセッシングの実用例・導入上の問題その他・アナログデジタル変換器・デジタル情報伝送・磁気テープデジタルレコーディングの設計 その他
第6集 放送技術 TV放送機国産化の現状・放送における技術の動向・放送局におけるシステムプランニング その他	第11集 テレビ放送とデータシート テレビジョン放送技術の諸問題・真空管のえらび方・エレクトロニクス機器回路集 その他	第16集 電子機器のメカニカルデザイン 電子機器のメカニカルデザインと工作法について・電子機器設計の具体例について 電子機器の実装方式について その他
第7集 トランジスタ回路の設計 トランジスタについて・トランジスタ増幅器・トランジスタを用いた測定器 その他	第12集 トランジスタを用いたデジタル回路 パルス波形の操作と変換・LCRによる微積分回路・アナログデジタル変換器・デジタル回路構成・論理代数とデジタル回路 その他	第17集 テレメタリングシステム テレメータについて・ロケットのテレメータについて・電力関係のテレメータについて・デジタルテレメタリングについて・雨量水位テレメータ その他



新製品

I 0.7MC SERIES STANDARD CRYSTAL FILTERS



APPLICATIONS

- AM. FM. SSB RECEIVERS
- DOPPLER RADAR SYSTEMS
- FSK SYSTEMS
- FIXED CHANNEL RECEIVERS
- SPECTRUM ANALYZERS

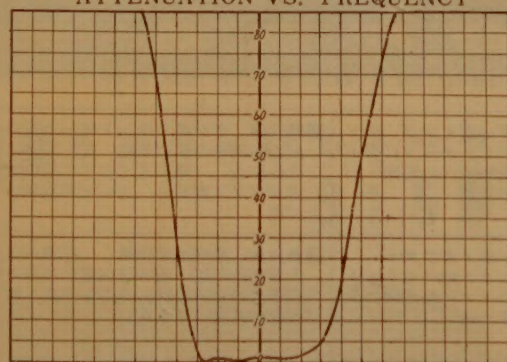
SYMMETRICAL BANDPASS

MODEL NO	CENTER FREQUENCY	BANDWIDTH 6 DB	BANDWIDTH 60 DB	INSERTION LOSS (MAX)	PASS BAND VARIATION (MAX)	IMPEDANCE OHMS (NOMINAL)	CASE SIZE L.W.H
10 MA	10.7 MC	30 KC	60 KC	6 DB	± 1.5 DB	2,000	80×25×30mm
10 MB	"	15 KC	30 KC	"	"	1,000	"
10 ME	"	6 KC	15 KC	"	± 1 DB	500	"
10 MF	"	3.5 KC	10 KC	"	"	300	"
10 MH	"	0.5 KC	2 KC	"	"	2,000	"

CRYSTAL DISCRIMINATOR

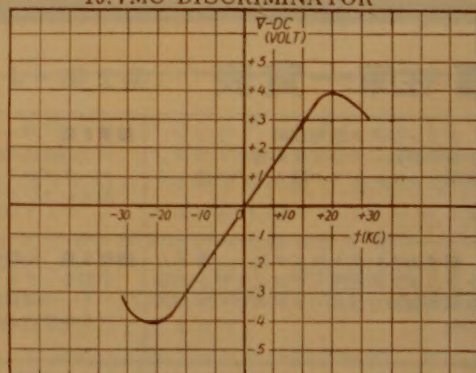
MODEL NO	CENTER FREQ	BAND WIDTH	IMPEDANCE OHMS	CASE SIZE L.W.H.
10M-DC	10.7MC	50KC PEAK TO PEAK	INPUT 10K, OUTPUT 500K	25×20×25mm

MODEL 10-MA
ATTENUATION VS. FREQUENCY



FREQUENCY IN KC FROM 10.7MC
CENTER FREQUENCY

MODEL 10M-DC
10.7MC DISCRIMINATOR



FREQUENCY IN KC FROM 10.7MC
CENTER FREQUENCY

同一外形互換性を考えた 10.7 MC 系列既設計、高信頼性の高周波水晶濾波器を御推奨いたします。

尚、特に新規設計にも応じますから何卒御用命の程御待ち申上げて居ります。

東洋通信機株式會社

本社及工場 神奈川県川崎市塚越3丁目484番地 (電話) 川崎(2) 3771~3779, 2766
東京事務所 東京都千代田区霞ヶ関3丁目3番地鋼鉄ビル内 (電話) 東京(591) 1973, 1974
大阪営業所 大阪市西区土佐堀船町23番地大阪商工ビル内 (電話) 土佐堀(44) 4332
福岡営業所 福岡市下土居町3番地住友ビル内 (電話) 福岡(3) 2501

GENERAL

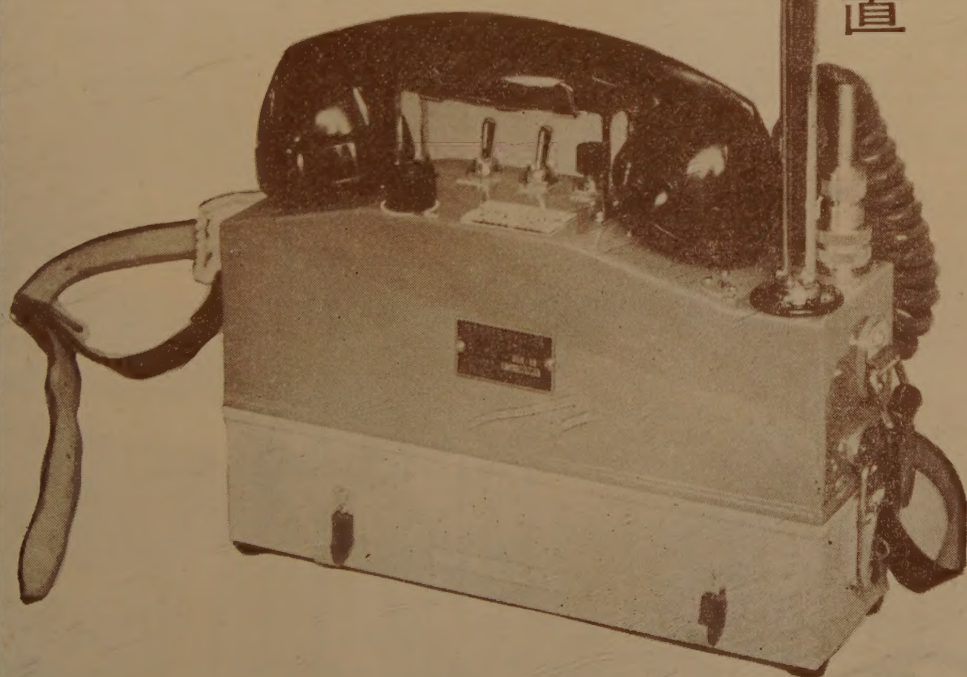
最高の性能を誇る…
全トランジスタ化

携帯用SSB無線電話装置

この装置は携帯型(肩掛け式)移動品として設計されたSSB無線装置で小型軽量である上に構造が堅牢でしかも動作円滑、操作容易で長時間の運用にも充分に耐えるという素晴らしい特長を備えています

規格

型式名	CP-311型
周波数	1.6~4 MCの中の1波
出力	0.5W
電池	受信UM-2 8ヶ(-6V) 送信(受信に同じ)およびUM-2 10ヶ(-15V)
使用時間	直続作用40時間 送受1:3
通話距離	本装置対本装置約10 km
重量	3.5kg



八欧電機株式会社

ご照会先は…
神奈川県川崎市末長1116番地
八欧電機株式会社無線営業部
TEL 溝ノ口(代)2121・2111 玉川(701)1171・2151

富士通信機のトランジスタ

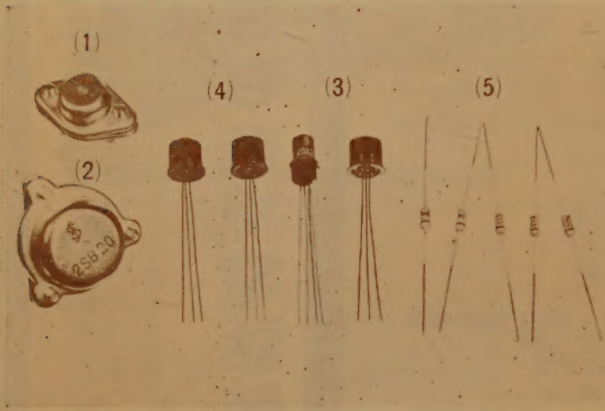
富士

半 導 体 製 品

わが国でトランジスタの製作が開始されて僅か4~5年で月産数百万個、今では米国に次ぐトランジスタ生産国ですが、その中で最近耳にし始めたのが“富士のトランジスタ”です。

現在生産されている龍大な量のトランジスタも、その大部分は、ポータブルラジオに主として消費され、通信機器、電子機器に使用されるものはごく僅かです。通信機器の総合メーカーである当社では、製作される交換機搬送機器、電子計算機、自動制御装置等のトランジスタ化を計るため、早くより通信機器用の精密なトランジスタ開発に対する研究に着手し、完璧な製造設備を整備して、電子交換機、電子計算機、トランジスタ端局装置等の生産化に着々とその成果を上げております。

破竹の勢いで進展を続けるトランジスタ化は、いきおい他の部品にも小形高性能化を要求しますが富士の半導体シリーズで今回一歩前進したものに“ガラス封入形ゲルマニウムダイオード”があります。大きさは従来のものの $\frac{1}{10}$ 、性能は別表通りで、これからますます発展する富士の半導体シリーズの一環として異色のものです。



CES 名 称	区分	富士名称	構 造	外形	最大 定 格 ($T_a=25^{\circ}\text{C}$)						特 性						用 途			
					T_a ($^{\circ}\text{C}$)	T_j ($^{\circ}\text{C}$)	V_{cb} (V)	I_e (A)	I_c (A)	P_c (W)	V_{cbo} (μA)	α (hfe)	f_d	C_{ob} (pF)	r (Ω)					
2SB16	ン形高周波 ジスタ スタ	FT-30	PNP	Al.G	1	85	70	-16	600m	-600m	1.8	-20	50	—	—	低周波電力増巾 * * * * *				
2SB17A		FT-31A	PNP	Al.G	1	85	70	-40	600m	-600m	1.8	-20	50	—	—					
2SB18		FT-32	PNP	Al.G	1	85	70	-60	600m	-600m	1.8	-20	50	—	—					
2SB19		FT-40	PNP	Al.G	2	85	70	-16	2.5	-2.5	5.5	-100	50	—	—					
2SB20		FT-41	PNP	Al.G	2	85	70	-32	2.5	-2.5	5.5	-100	50	—	—					
CES 名 称	区分	富士名称	構 造	外形	最大 定 格 ($T_a=25^{\circ}\text{C}$)						特 性						用 途			
					T_a ($^{\circ}\text{C}$)	T_j ($^{\circ}\text{C}$)	V_{cb} (V)	V_{eb} (V)	I_e (mA)	I_c (mA)	P_c (mW)	I_{cbo} (μA)	I_{ebo} (μA)	h_{ib} (Ω)	h_{fb}	f_{ab} (Mc)		C_{ob} (pF)	N_f (db)	
2SB57	低周波 スタ	FT-21	PNP	Al.G	3	85	70	-10	-30	50	-50	100	15	15	38	0.98	—	—	低周波 電圧増巾 *	
2SB58		FT-20	PNP	Al.G	3	85	70	-2.5	-12	50	-50	100	15	15	38	0.98	—	—		
2SA32	高周波 ジスタ スタ	FT-95	PNP	Al.G	4	85	70	-10	-20	25	-25	100	5	5	29	0.90	10	12	10	高中周波増巾 * * * *
2SA33		FT-93	PNP	Al.G	4	85	70	-10	-20	25	-25	100	5	5	29	0.90	6	12	10	
2SA46		FT-94	PNP	Al.G	4	85	70	-0.5	-12	25	-25	100	10	12	29	0.99	10	12	—	
2SA47		FT-92	PNP	Al.G	4	85	70	-0.5	-12	25	-25	100	10	12	29	0.99	6	12	—	

型 名	用途特徴	外 形	最 大 定 格				特 性							備 考
			電 流 逆電圧	順電流 mA	順電流 mA/+1V	逆 電 流 μA				尖 頭 逆電圧	容 量			
						-10V	-40	-60V	-100V					
IF-21S	一 般 用	5	40	90	30	200	2	50	500			45V	1 pF	
IF-22S	“	5	60	90	40	300	5	20				70	1	
IF-31S	高 耐 圧 用	5	100	90	40	200	3	10		500		110	1	
IF-51S	高 耐 圧 用	5	40	90	40	200	3	10	500			45	1	
IF-52S	“	5	60	90	40	300	5	10		200		70	1	
IF-60S	ビデオ検査用	5	40	90	40	300	3	50	1,000			40	1	$\eta \geq 50\%$
RD-1PS	2 ケ 整 合	5	40	90	30	200	5	20	500			45	1	2個バランス+1.0V10% 以下
RD-1QS	4 ケ 整 合	5	40	90	30	200	5	20	500			45	1	4個バランス+1.0V, 5% +0.5V, 10%



富士通信機製造株式会社

東京都千代田区丸の内3の2 電話 (281) 6 2 2 1 (大代表)



日立ヒョウタン型通信ケーブル

ヒョウタン型ケーブルは、メッセンジャーワイヤとケーブル本体とを塩化ビニルの同時押出によって一体とした断面形状がヒョウタン型のケーブルで日立電線の独自の設計になるものであります。このケーブルはハンガーを用いる架空通信ケーブルに比較して架線がきわめて容易である点を始めとして、多くの特長をもっており、需要家各位より非常な好評を得ております。

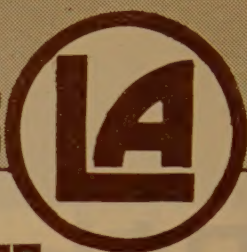
- 特長**
1. 建設費が安くなる。
 2. 工期を短縮できる。
 3. 保守費が低減される。
 4. 配電線混触事故を防止できる。
 5. 配電線添加の際の静電誘導を実用上支障のない程度に軽減できる。(メッセンジャーワイヤを接地する)
 6. 著しい急傾斜地でも問題がない。
 7. 溜氷による事故が防止できる。
 8. 葉害および塩害のある地域でもケーブル事故が発生しない。

日立電線

本社 東京都千代田区丸の内2-12
営業所 大阪・福岡・名古屋
販売所 札幌・仙台・広島・富山

ANDO

測定器



10,000Mc 帯試験用発振器 (MTO—10型)

本器は近時STリンクその他無線通信回線用として、特に重要となった 11,000 Mc 帯のマイクロ波の種々の試験に使用するマイクロ波電源でありまして、本体と電源部の二つを組合せて使用する様になって居ります。

本 体



MTO-10 型

本体 約 330×450×280 mm 21 kg

電源部 約 260×360×260 mm 18 kg

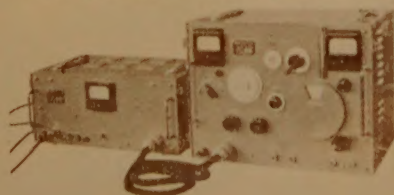
発振周波数範囲	10,400 Mc~12,000 Mc
発振出力	固定出力…約 3 mV, 尚約 -30 dBm までしほること可能 可変出力…-20 dBm~-70 dBm
出力精度	±2 dB 以内 (但し 10,550~10,700 Mc に於て)
変調	内部変調…正弦波 10 kc, 0~12V (p-p) 可変
使用真空管	発振管 クラリストロン V-53B 変調管 12 AT 7

電源部 入力 AC 100V 50/60 c/s 約 100 VA

定格出力	電流	リップル含有量	電源電圧変動に対する圧縮率
AC 100 V	0~0.5 A		
DC+300 V	10~35 mA	5 mV 以下	40 dB 以下
DC+150 V	5~20 mA	5 mV 以下	"
DC-250 V	0~5 mA	p-p 5 mV 以下	"

極超短波信号発生器 (MSG—10A型)

本器は 7,000 Mc~10,500 Mc の極超短波帯に於て受信機の調整ならびに立体回路の試験調整等に使用する信号発生器であります。



MSG-10 A 型

本体 380×500×410 mm 35 kg

電源部 330×500×260 mm 32 kg

周波数範囲	7,000 Mc~10,500 Mc
周波数精度	±1% (直読目盛)
出力範囲	0~-120 dBm
出力精度	±3 dB (0 dBm にて)
出力減衰器精度	±2 dB
出力インピーダンス	50 Ω
出力定在波比	2
変調	内部パルス変調 繰返し周波数 40~4,000 c/s パルス巾 1~10 μs
	のこぎり波 繰返し周波数 40~4,000 c/s 最大周波数偏移 ±3 Mc
	外部変調 パルス変調および周波数変調可能
電源	AC 50/60 c/s 100V

安藤電気株式会社

東京都大田区仲蒲田 3-4

Tel (731) 1 1 6 1 (代)

直埋用に
重要回線に

軽くて丈夫なポリエチレン2重被覆

住友電工の

PAPケーブル PSPケーブル PASPケーブル

PASP
ケーブル

PE 外部被覆

防湿混和物層

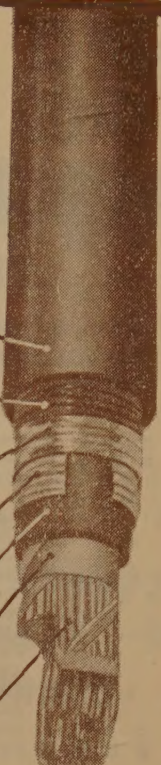
コルゲート
錫鍍テープ

コルゲート
軟アルミテープ

PE 内部被覆

クラフト紙

紙絶縁心線



PAP
PSP ケーブル

プラスチック絶縁心線

合成ゴムテープ

PE 内部被覆

PAP の場合

コルゲート

軟アルミテープ

PSP の場合

コルゲート

錫鍍銅テープ

防湿混和物層

PE 外部被覆



PAPとは

PE内部シース+アルミテープしゃへい+PE外部シースの複合構造のシースで、重要回線に使用されるプラスチック絶縁ケーブルの外部シースに適しています。もちろん直埋して御使用になれます。

PSPとは

PE内部シース + 鋼テープ補強(兼しゃへい) + PE外部シースの複合構造のシースで、直埋して使用されるプラスチック絶縁ケーブルの外部シースに適しています。

PASPとは

PE内部シース+アルミテープしゃへい+鋼テープしゃへい(重なり目は連続半回付)+PE外部シースの複合構造のシースで直埋して使用される紙絶縁ケーブルの外部シースに適しています。

住友電気工業株式会社

本 社 大阪市此花区恩貴島南之町六〇

東京支社 東京都港区芝琴平町一

新製品 // 500Mc 迄の FM-AM 用 SG

MSG-280 FM, AM 超短波標準信号発生器

特長 500 Mc までの基本波発振—通倍増巾方式で FM/AM 兼用、周波数微調はメータ直読可能、変調歪が小さく S/N 良好。

規格

- 1) 周波数範囲 60~500 Mc 3 バンド
- 2) 周波数精度 $\pm 0.5\%$
- 3) 出力電圧範囲 100 dB~-10 dB ($1\mu V=0$ dB) 負荷端にて
- 4) 出力電圧精度 ± 1.5 dB
- 5) 出力インピーダンス 50Ω VSWR 1.2 以内
- 6) 変調 AM 0~50% 精度 定格値の $\pm 10\%$ 以内
FM 0~50 kc 及び 0~150 kc $\pm 5\%$ 以内
- 7) 内部変調周波数 1000 c/s $\pm 5\%$
- 8) 外部変調入力 $600\Omega \pm 10\%$ 2 V 以下にて最大変調可能
- 9) 周波数特性 FM 30 c/s~15 kc 1 dB 以内
AM 50 c/s~10 kc 2 dB 以内
- 10) 変調歪 FM 75 kc 偏移にて 外部 1% 以下 内部 2% 以下
AM 30% にて 外部 2% 以下, 50% にて内部 5% 以下
- 11) S/N FM 75 kc 偏移にて 60 dB 以上
AM 30% にて 50 dB 以上
- 12) スプリアス -30 dB 以下
- 13) 周波数微調 FM と同一範囲, 同精度にて微調可能



MSG-281 FM 放送用標準信号発生器 (2 信号用)

特長 本器は FM 放送受信機の調整並びに測定に使用する標準信号発生器であるが、特に二信号用として

(1) 高出力 (10 V) (2) 高い周波数安定度 (10^{-5})

(3) 微細な周波数調整 (メータ指示により 最小目盛

500 c/s の読取) が可能なるように設計されている。

性能

- 1) 発振周波数範囲 80~90 Mc
- 2) 周波数精度 $\pm 0.5\%$ 以内
- 3) 周波数漂動 始動 60 分後 2 分間で 0.001% 以下
- 4) 出力電圧 0~120 dB 及び 120~140 dB (0 dB= $1\mu V$)
- 5) 出力電圧精度 100 dB 以下 ± 1 dB 以内
100 dB 以上 ± 1.5 dB 以内
- 6) 出力インピーダンス 75Ω VSWR 1.3 以内
- 7) 最大周波数偏移 0~25 kc $\pm 5\%$ 以内
0~100 kc *
- 8) 内部変調周波数 400 c/s $\pm 5\%$ 以内
- 9) 外部変調周波数 50~15000 c/s ± 1 dB 以内
- 10) 外部変調入力インピーダンス $600\Omega \pm 10\%$ 以内
- 11) 変調歪 75 kc 偏移にて 1% 以下
- 12) 変調による搬送周波数の偏差 22.5 kc 変調で 0.001% 以下
- 13) A M 含有率 22.5 kc 変調で 0.5% 以下
- 14) 残留 F M 10 kc 偏移に対し -45 dB 以下
- 15) 搬送波歪 第二高調波 -35 dB 以下
スプリアス -60 dB 以下
- 16) 電源電圧に対する安定度 電源電圧 $\pm 10\%$ の変化に対し
周波数 $\pm 0.001\%$ 以下
変調周波数 $\pm 2\%$ 以下
出力電圧 ± 0.5 dB 以下



目黒電波測器株式会社

(国電エビス駅
より東急バス
五本木下車組)

東京都目黒区上目黒五丁目二六五八番地 電話 目黒 (712) 1166 (代) ~ 9・1160

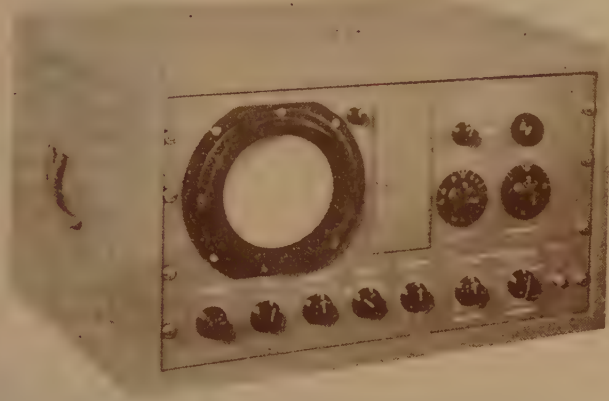
米 国 パノラミック

PANORAMIC 社 製

超音波 スペクトラム 分析器

(ULTRASONIC SPECTRUM ANALYZER)

Model SB-7bz



- ◎超音波振動分析
- ◎フーリエ解析、高調波分析
- ◎フィルター、伝送線路、一般
電子装置の各種特性測定

仕

様

周波数範囲：1 Kc/s ~ 300 Kc/s

周波数目盛：リニヤー

掃 引 巾：0 ~ 200 Kc/s

連続可変中心周波数範囲：0 ~ 200 Kc/s

感 度（入力電圧）：250 μ V ~ 25V

分 解 能：100 c/sより 2 Kc/sまで連続可変

掃 引 速 度：6.7 掃引 / 秒

入力インピーダンス：55 K Ω (25 pF 並列)

(詳細カタログ進呈)

PANORAMIC RADIO PRODUCTS, INC.



日 本 総 代 理 店
松下電器貿易株式会社

東 京：東京都港区芝田村町6丁目7番地
TEL (431) 545-4941-5419-7875-8985
大 阪：大阪市北区天神橋筋1丁目14番地
TEL (35) 6531-5-9851-4

N-500 直流増幅器

特 徴

1. 高感度で最小 $\pm 0.1 \mu\text{V}$ より測定出来る。
2. 増幅度が最大 140 dB で非常に大である。
3. 雑音が $\pm 0.05 \mu\text{V}$ 以下で稀少である。

規 格

利 得	140 dB, 120 dB, 100 dB, 80 dB 4 レンジ
出力電圧	最大 $\pm 10\text{V}$ 10 k Ω 負荷にて
入力電圧	最小 $\pm 0.1 \mu\text{V}$ 最大 $\pm 1\text{mV}$
入力指示計	最大指示 $1 \mu\text{V}$, $10 \mu\text{V}$, $100 \mu\text{V}$, 1mV 4 レンジ
周波数応動	DC~24
確 度	定格値の $\pm 2\%$
安定度	$\pm 0.15 \mu\text{V}$ H 入時
雑 音	$\pm 0.05 \mu\text{V}$ 100 dB
入力抵抗	約 20 Ω
電 源	AC 100 V 50/60 c/s 約 60 VA
寸法・重量	482・222・272 mm 約 15 kg

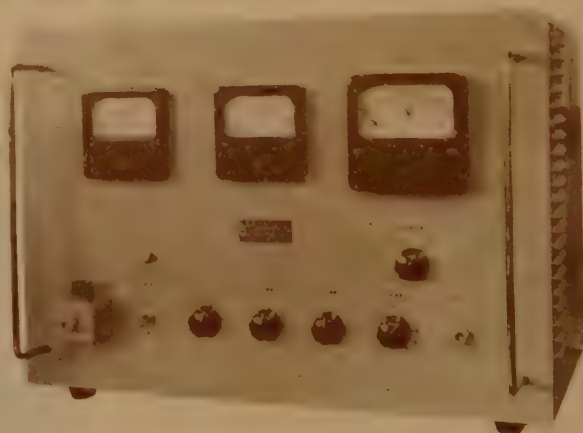
特 徴

1. 測定周波数が 2 kc~15 Mc で非常に広帯域である。
2. 周波数特性が 100 Mc 迄 0.5 dB 以内, 150 Mc 迄 -1.5 dB 以内で特性がよい。
3. 増幅度 40 dB で利得が高い。

規 格

周波数範囲	2 kc~150 Mc
利 得	40 dB
最大出力	10 V 100 Ω 負荷に対し
周波数特性	高域 100 Mc -0.5 dB 以内 150 Mc -1.5 dB 以内 低域 10 kc -0.5 dB 以内 2 kc -3.0 dB 以内
ただし 100 Ω 電源より 0.1 μF で結合	
雑音指数	10 dB 以下
遅延時間	約 0.014 μs 以下
立ち上り時間	約 0.005 μs 以下オーバーシュート ほとんどなし
入出力インピーダンス	各 100 Ω
電 源	AC 100 V 50/60 c/s
寸法・重量	600×410×380 mm 約 52 kg

N-511 広帯域分布増幅器



日本電波株式会社

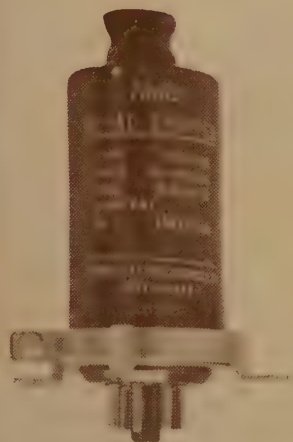
東京都品川区東中延 4-1402

カタログ呈

TEL (781) 7181 (代) 7155 (代)

Taiko タイコーチョッパー

DC-AC カレントチョッパー
高周波 カレントチョッパー



このチョッパーは微小直流入力を交流に変換しあるいは増幅後再び直流に転換する機能を有するもので、一般自動制御器を始めとして自動計測器、電子計算器の増幅器、自己平衡電位差計、マイクロ・ボルトメータ等記録測定関係の各分野に広く使用されます。

形 名	TCP-55 A [*] ₁	TCP-561 A [*] ₃	TCP-58	TCP-58 A	TCP-57
接 触 形 式	SPDT	DPDT	SPDT	SPDT	SPDT
周 波 数	50 CPS [*] ₂ 60 CPS	50 CPS [*] ₂ 60 CPS	50 CPS [*] ₂ 60 CPS	50 CPS [*] ₂ 60 CPS	400 CPS
駆 動 電 圧	6.3V	6.3V	17.5V	6.3V	6.3V
コ イ ル 電 流	70 mA (50 CPS)	140 mA (50 CPS)	40 mA (50 CPS)	100 mA (50 CPS)	70 mA (400 CPS)
接 点 容 量	1.5V 1mA	1.5V 1mA (入力側) 50V 5mA (出力側)	100V 0.3A	100V 0.3A	50V 0.1A
接 触 率 定 格	90%	90%	90%	90%	90%
(使用範囲) [*] ₃	30~150%	30~150%	85~95%	85~95%	85~100%
負 荷 電 阻	100kΩ	1kΩ	1kΩ	1kΩ	1kΩ
使用温度範囲	-10°C~45°C				

^{*}₁ TCP-55A および TCP-561A は高絶縁チョッパーには接点間および接点壁体間絶縁電圧が最低 10¹²Ω を保証致します

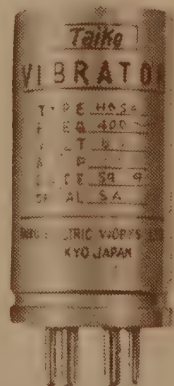
^{*}₂ 駆動周波数は特に指定しない限り 50 CPS にて調整します

^{*}₃ 接触率は負荷電流の範囲内で任意に調整致します

タイコーバイブレーター

有極型の新設計による極めて安定なる 400 CPS バイブレーターで、連続定格 15~30 VA、寿命約 500 時間にて、セルシンモーターその他 400 CPS 電源用として、800 CPS プレート変調直流断続電源用ならびに小型状電源用として好適であります

型 名	H6 SA	H6 NA
型 式	同 期 型	同 期 型
周 波 数	400 CPS	400 CPS
入 力 電 圧	6V	6V
効 率	85%	83%



株 式 会 社 大 興 電 機 製 作 所

本社・東京工場 東京都品川区東中延 4 の 1402 電話 (781) 7155(代)7181(代)6411
矢板工場 栃木県矢板市 電話(矢板) 36. 49. 63

DU MONT

JITTER-FREE

HIGH REPETITION RATE PULSE GENERATOR



- Repetition rates from 10 up to 100,000 pps. manual trigger for single pulse.
- Jitter between trigger pulse .004 usec.
- Rise time of pulse 0.02usec max., fall time 0.025usec.
- Pulse Width continuously adjustable from 0.05 to 100 usec.
- 59.5 db of attenuation in 0.5 db steps with no pulse degradation.
- Output 50 volts output to a load impedance of 50 ohms.
- Internal delay from 2 usec before trigger to 125 usec after.
- Hard-tube circuitry-no hydrogen thyatrons.
- Facilities for external triggering

A NEW Wide Renge Delayed Double Pulse Genereter 10,000,000 to 1

continuously variable RANGE
of Square Pulse Width,
Delay and Rate.

- SINGLE OR DOUBLE PULSES of either polarity.
- FAST RISE TIME—10 to 12 m μ sec. independent of control settings over a range of 20mV. to 2V.
- AMPLITUDE—Accurately calibrated within 2%—20mV to 50V.
- NEGLIGIBLE RINGING, OVERSHOOT, JITTER AND NO SAG.
- INTERNAL RATE GENERATOR 0.1c/s to 1Mc/s.
- EXTERNAL TRIGGERING up to 2.5Mc/s from any wave form.
- SINGLE PULSE or PAIR OF PULSES by push button.



ALL THESE FEATURES make the NAGARD 5002 the most versatile PULSE GENERATOR available today
The diagram on the left represents its output. You can now visualise some of its many applications, for example:—

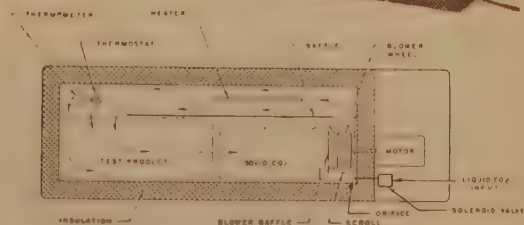


A 0.2 μ SEC
B 25VOLT \pm 1% OR \pm 2%
C 0.2 μ SEC TO 1SEC CONTINUOUSLY VARIABLE \pm 1% \pm 0.02 μ SEC
D 20mV TO 50V \pm 2% IN 5 STEPS VARIABLE \pm 1% OR \pm 2%
E 0.1MC/S TO 100MC/S
F 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
G 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
H 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
I 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
J 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
K 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
L 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
M 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
N 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
O 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
P 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
Q 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
R 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
S 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
T 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
U 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
V 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
W 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
X 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
Y 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
Z 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AA 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AB 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AC 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AD 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AE 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AF 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AG 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AH 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AI 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AJ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AK 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AL 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AM 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AN 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AO 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AP 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AQ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AR 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AS 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AT 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AU 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AV 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AW 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AX 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AY 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
AZ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BA 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BB 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BC 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BD 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BE 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BF 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BG 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BH 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BI 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BJ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BK 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BL 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BM 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BN 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BO 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BP 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BQ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BR 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BS 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BT 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BU 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BV 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BW 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BX 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BY 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
BZ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CA 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CB 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CC 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CD 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CE 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CF 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CG 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CH 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CI 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CJ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CK 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CL 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CM 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CN 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CO 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CP 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CQ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CR 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CS 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CT 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CU 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CV 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CW 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CX 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CY 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
CZ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DA 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DB 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DC 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DD 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DE 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DF 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DG 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DH 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DI 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DJ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DK 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DL 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DM 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DN 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DO 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DP 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DQ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DR 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DS 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DT 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DU 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DV 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DW 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DX 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DY 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
DZ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
EA 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
EB 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
EC 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
ED 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
EE 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
EF 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
EG 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
EH 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
EI 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
EJ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
EK 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
EL 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
EM 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
EN 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
EO 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
EP 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
EQ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
ER 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
ES 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
ET 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
EU 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
EV 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
EW 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
EX 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
EY 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
EZ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
FA 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
FB 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
FC 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
FD 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
FE 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
FG 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
FH 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
FI 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
FJ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
FK 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
FL 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
FM 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
FN 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
FO 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
FP 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
FQ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
FR 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
FS 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
FT 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
FU 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
FV 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
FW 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
FX 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
FY 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
FZ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GA 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GB 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GC 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GD 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GE 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GF 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GG 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GH 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GI 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GJ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GK 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GL 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GM 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GN 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GO 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GP 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GQ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GR 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GS 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GT 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GU 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GV 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GW 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GX 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GY 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
GZ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HA 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HB 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HC 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HD 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HE 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HF 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HG 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HH 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HI 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HJ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HK 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HL 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HM 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HN 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HO 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HP 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HQ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HR 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HS 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HT 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HU 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HV 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HW 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HX 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HY 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
HZ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
IA 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
IB 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
IC 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
ID 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
IE 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
IF 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
IG 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
IH 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
II 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
IJ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
IK 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
IL 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
IM 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
IN 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
IO 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
IP 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
IQ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
IR 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
IS 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
IT 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
IU 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
IV 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
IW 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
IX 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
IY 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
IZ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JA 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JB 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JC 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JD 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JE 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JF 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JG 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JH 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JI 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JJ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JK 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JL 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JM 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JN 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JO 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JP 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JQ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JR 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JS 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JT 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JU 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JV 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JW 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JX 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JY 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
JZ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
KA 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
KB 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
KC 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
KD 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
KE 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
KF 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
KG 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
KH 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
KI 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
KJ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
KL 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
KM 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
KN 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
KO 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
KP 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
KQ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
KR 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
KS 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
KT 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
KU 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
KV 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
KW 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
KX 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
KY 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
KZ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LA 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LB 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LC 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LD 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LE 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LF 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LG 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LH 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LI 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LJ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LK 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LL 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LM 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LN 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LO 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LP 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LQ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LR 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LS 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LT 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LU 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LV 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LW 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LX 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LY 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
LZ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
MA 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
MB 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
MC 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
MD 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
ME 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
MF 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
MG 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
MH 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
MI 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
MJ 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
MK 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
ML 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
MM 0.1 μ SEC TO 100 μ SEC
MN 0

Statham

TEMPERATURE TEST CHAMBERS

高性能 温度試験装置



半導体研究に！

回路部品開発に！

金属材料研究に！

温度特性試験用として好評を
得ております。

電源はトランジスター化した高精度の電子
制御装置を有し、サーモスタットによ
る温度調節の安定が確保されております。

MODEL	TC-2A	TC-2B	TC-4A	TC-4B	TC-5A †	TC-5B ‡	TC-6A	TC-6B	TC-8A	TC-8B	TC-9A †	TC-9B ‡	TC-15A	TC-15B ‡
TEMPERATURE RANGE °C	-55° +175°	-70° +175°	-55° +320°	-70° +320°	-55° +320°	-70° +320°	-55° +175°	-70° +175°	-55° +320°	-70° +320°	-55° +320°	-70° +320°	-55° +400°	-70° +400°
°F	-75° +350°	-100° +350°	-75° +600°	-100° +600°	-75° +600°	-100° +600°	-75° +350°	-100° +350°	-75° +600°	-100° +600°	-75° +600°	-100° +600°	-75° +750°	-100° +750°
CONTROL ACCURACY °C	±1	±1	±2	±2	±0.5	±0.5	±1	±1	±2	±2	±0.5	±0.5	±0.5	±0.5
°F	±2	±2	±4	±4	±1.0	±1.0	±2	±2	±4	±4	±1.0	±1.0	±1.0	±1.0
PRODUCT CAPACITY *	7" High 17" Wide 7½" Deep	7" High 17" Wide 7½" Deep	7" High 17" Wide 7½" Deep	7" High 17" Wide 7½" Deep	7" High 17" Wide 7½" Deep	7" High 17" Wide 7½" Deep	7" High 26" Wide 7½" Deep	7" High 26" Wide 7½" Deep	7" High 26" Wide 7½" Deep	7" High 26" Wide 7½" Deep	7" High 26" Wide 7½" Deep	7" High 26" Wide 7½" Deep	7" High 17" Wide 7½" Deep	7" High 17" Wide 7½" Deep
HEATING RATE °C/MIN.	2.5	2.5	5	5	20	20	2.5	5	5	5	20	20	20	20
COOLING RATE °C/MIN.	2.5	30	2.5	30	2.5	30	2.5	30	2.5	30	2.5	30	2.5	30
COOLANT **	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B
DRY ICE CAPACITY ††	16	15	15	15	15	15	***	***	***	***	***	***	15	15
POWER INPUT KVA (MAX.) AT 115V, 1 PHASE, 60 CYCLE	0.8	0.8	1.8	1.8	2.0	2.0	0.8	0.8	1.8	1.8	2.0	2.0	2.0	2.0
HEATER (KW-MAX.)	0.5	0.5	1.5	1.5	2.0	2.0	0.5	0.5	1.5	1.5	2.0	2.0	2.0	2.0
WEIGHT POUNDS	62	63	62	65	78	83	62	65	62	65	78	83	83	88

※ Aはドライアイス Bは液体炭酸ガス

詳細カタログ御希望の方は下記に御請求下さい。

STATHAM DEVELOPMENT CORP. LOS ANGELES 25, CALIF. U. S. A.

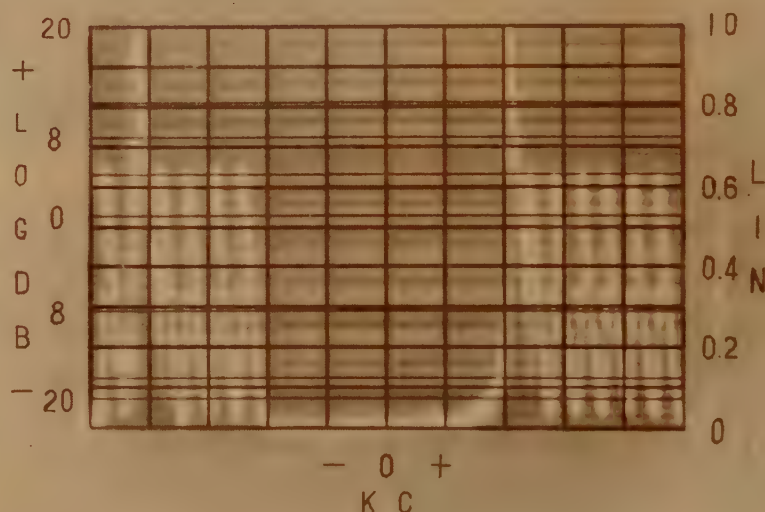
日本総代理店 理経産業株式会社

東京都港区芝田村町4-12

電話 (431) 4837

多重搬送電話端局装置の 調整、保守に

FA-3型 伝送特性直視装置



写真説明

本装置を18CH多重搬送電話端局（12CH実装）の線路出力側に接続観測した場合で、左より2番目は話中回線、7番目は1Kcの標準レベルを示し、其の他は信号レベルで、通話路間隔は4Kcであります。この様に回線を切断することなく、線路に本装置を並列に接続するだけで機器の動作状態を調べることができます。

電氣的特性

測定周波数帯域	2 Kc~450 Kc	走査周波数	電源周波数の $\frac{1}{2}$ 以下
測定周波数帯域巾	0~100 Kcの間連続可変	使用ブラウン管	50P7(F)
測定レベル	+10db~-60db	電 源	AC 100V 150W
測定目盛	LIN 約20db LOG 40db		
目盛誤差	± 0.5 db以内 (LOG目盛)		



大井電気株式会社

東京都品川区五反田1~429 電話 白金(441)1176 (代表)

- TR - 110

Universal Electronic Counter



- TR - 110

周波数、時間の精密測定には

ユニバーサル・カウンタが最適です。

- TR - 110 仕様

周波数範囲：0.0001cps ~ 2.5Mc
 時間範囲：3 μ sec ~ 100.000sec (27.8h)
 精度：(±1カウント/計数された総数) ±安定度
 安定度：1 $\times 10^{-6}$ /h, 2 $\times 10^{-6}$ /week
 ゲート時間：0.001, 0.01, 0.1, 1, 10sec, 及び手動,
 未知周波数の1周期又は10周期。
 時間単位：1 μ sec, 0.01, 1 msec, 0.1sec, 及び外部。
 電力：100v $\pm 10\%$, 50/60cps, 約 320W.
 形状：520 (h) \times 390 (w) \times 550 (D), 約35kg.

性能

周波数測定

10cps ~ 2.5Mcの周波数が精密に直読で測定できます。

周期測定

非常にゆっくりな周波数の1周期又は10周期でゲートを閉鎖させ、その間の時間を測定することができます。

時間々隔測定

スタート、ストップ・チャンネル共、進行波形にたいして-300Vか+300Vの間の任意のトリガー電圧レベルと、その電圧レベルにおけるトリガー波形の傾斜を正進行又は負進行にえらぶことができます。
 それによって一義的に波形上の任意の2点が決り、その2点間の時間が3 μ sから10⁻⁵sまで測定できます。

周波数比・時間比測定

低い方の周波数の1周期又は10周期でゲートを閉鎖させ、その間高い方の周波数を計数させることができます。計数値は低い方の周波数を1又は10とした周波数比・時間比をあらわします。

タケダ"理研"

工業株式会社

東京都練馬区旭町285

TEL (933) 0586・2888

微小容量の標準に



0 10 20 30 40 50 mm

MEIDEN CRYSTAL STANDARD CAPACITOR

熔融水晶標準コンデンサ

通産省電気試験所標準器部の御指導に依り製作した、
熔融水晶を使用して居る標準コンデンサです。

性能

容量範囲	$0.001^{\text{PF}} \sim 1.0^{\text{PF}}$ ($0.001, 0.01, 0.1, 1.0^{\text{PF}}$)
	$1.0^{\text{PF}} \sim 150^{\text{PF}}$
偏差	$\pm 1\%$ 以下
周波数特性	5×10^{-4} 以下 ($30\text{c/s} \sim 5\text{ Mc/s}$)
温度特性	$+2 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$
直流漏洩抵抗	$10^{10} \Omega$ 以上
損失角	10^{-3}rad 以下

特長

1. 誘電体として熔融水晶を使って居ますから物理的、化学的に充分安定であります。
2. 電極が誘電体に膜状に密着して居るので相互の關係が堅牢安定で容量値の変動がありません。
3. 熱膨脹係数が充分小さいので温度変化に対する容量変化が極めて少ない。
4. 特殊構造にて総合性能が非常に優れて居る。



株式
会社

明電舎

東京都千代田区大手町 2-4 (新大手町ビル 8 階) 電話 東京 (211) 3111

東京 大阪 名古屋 福岡 札幌 金沢 高松

HERMETIC



SEALS



NEC ハーメチック シール

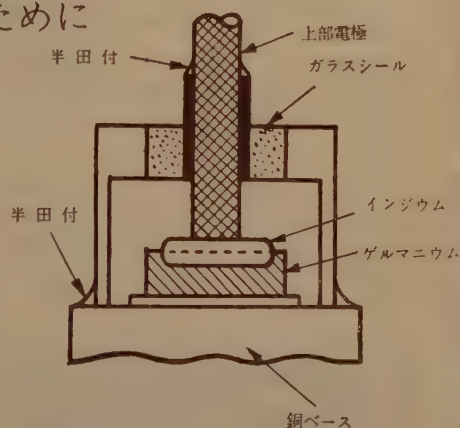
半導体整流器用 気密硝子端子

- 低圧より高圧まで
- 検波用より大電力用まで
- 許容温度範囲の拡張に
- 漏洩による機能劣化防止に
- 半導体整流体の特性を生かすために

●ハーメチックシールは、電気機器部品等を容器の中に密閉する場合の導入端子として用いられるものであります。

●ハーメチックシールは外周が金属でできていて半田付等の方法で容易に容器に接続することができるようになっており、中央のリードとの間は特殊ガラスで完全に絶縁されております。

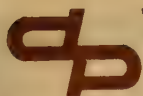
使用例



新日本電気株式会社

本社 大阪市北区梅田2番地 (第一生命ビル)
支社 東京都港区芝西応寺町55番地
大津工場 大津市栗津晴嵐町25番地

電話 (36) 3271 (代表)
電話 (451) 9671 (代表)
電話 大津 4681~6

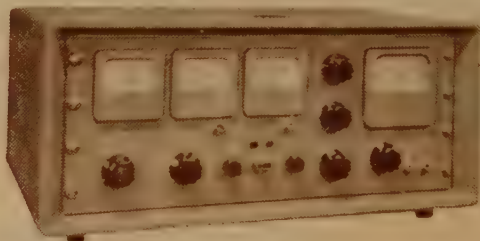


MODEL TME-901

トランジスタ電力利得測定器

本器は、トランジスタの電力利得を測定するものである。

性能	測定周波数	270℃及び1000℃
測定電力利得	20db-90db	±3%
入力インピーダンス	50Ω-10KΩ	21dB
負荷抵抗	1KΩ-610KΩ	5%以内
測定電圧	0-50V	1%の精度により構成す
測定電流	0-10mA	±0.5db
使用電源	10V 50V	0-50V
使用電源	2mA 10mA	0-10mA
使用電源	50-60%	10V 50V
使用電源	95-110V	2mA 10mA
使用電源	120V A	50-60%
使用電源	全金属ケース	95-110V
使用電源	約564×244×410mm	120V A



東京電波工業株式会社

東京都目黒区原町1236(713)8101(代表) — 3

支社 大阪市北区本橋町34(36)7 2 2 0

トランジスタ熱抵抗測定器

本測定器はトランジスタに入力を加えること、温度を上昇させることにより熱抵抗を測定し、それによってそのトランジスタの許容損失を知る目的で製作されたものであります

MODEL TMR-703

- 1) コレクター電圧 0-10V, 0-100V (P-P) 2レシ
- 2) エミッター電流 0-100mA, 0-1A, 2レシ
- 3) I_{co}測定範囲 0-50μA, 0-500μA
- 4) 恒温度槽 35°C-90°C間の3点リニア温度計付
- 5) 寸法・重量 500×250×320 15kg



あらゆる

電子応用機器の動作安定化に

OSサーミスタ

1. トランジスタおよびトランジスタ回路の温度補償用
2. 110°偏向テレビ・ブラウン管の垂直偏向ヨークの温度補償用
3. 計器、測定器、自動制御装置および継電器の温度補償用
4. エンジンのオイルまたは冷却水温度計用
5. 各種加熱装置の温度制御
6. 化学工業その他の自動温度調整用
7. テレビ、ラジオその他各種電子装置におけるヒータ・サージ抑制用
8. 継電器の動作時間遅延用
9. その他、超高周波電力測定用、発振器振巾安定用、通信回線自動利得調整用、音量制限用、真空計用、風速計用



OSバリスタ

1. 継電器接点の火花消去用
2. 電源電圧の変動に対する各種電子装置の動作安定用
3. 電話機の自動音量等化用
4. 高調波発生用
5. 継電器または計器の鋭感用
6. 避雷器用
7. 各種電子装置におけるトランスまたは電子管のフラッシュオーバー防止用



株式会社 大 泉 製 作 所

東京都練馬区貫井町 410 電 話 (991) 1101 (代) ~ 1105

リコ-自動電圧調整装置

凡ゆる機器の制御は電源電圧の自動制御から……………

専門メーカーのリコ-定電圧装置は負荷機器の種類により磁気増幅型(MR型) 摺動変圧型(MDR型) 鉄共振型(FR型)の3群に岐け製作いたしております。各電力会社、有力産業会社、学校の現場或いは研究室用の電源として多数御採用賜り、絶対の信頼を頂いております。

自動電圧調整装置標準仕様

型 式	入力電圧 変動範囲	周 波 数 変化範囲	出力電圧 精 度	負荷変化 範 囲	応答時間	製作機 容 量
鉄共振型	70~120 V 又ハ 170~240 V	50 c/s 又ハ 60 c/s	±1% 以内	0~100%	即 応	100 VA ~ 5 kVA
摺動 変 圧 型	70~120 V 又ハ 140~240 V	影響なし	±2% 以内	0~100%	平均 2.5 V/秒 以内	1 kVA ~ 50 kVA
磁 気 増 幅 精 密 級	80~120 V 又ハ 160~240 V	46~52 c/s 又ハ 56~62 c/s	±0.5% 以内	0~100%	0.2 秒 以内	100 VA ~ 30 kVA

変圧器摺動型 1φ 20 kVA

磁気増幅器型新資料贈呈

スライド・トランス 摺動変圧器

スライド・トランスの用途は電気応用機器の発展と多岐化にともないテレビの電圧調整器から電力、電機会社の設備用迄広範囲にわたっております。

弊社ではスライド・トランスの利点を御認識願ひ度く、日夜凡ゆる部品、機構の研究を続け、海外迄広く御利用願っております。

現在用途別に次の型式のものを製作いたしております。

型 式	TYPE	使 用 法	製 作 容 量
据置式	RS RSD	操作ハンドルが垂直に取付けられ据置の位置で使用する	1φ 100 VA~10 kVA 3φ 2 kVA~30 kVA
パネル 取付型	PS	制御盤等に直接取付けて使用する	1φ 100 VA~3 kVA
横 式	SS	筐体内部に組込んで使用する又は壁掛式で使用する	1φ 4 kVA~10 kVA 3φ 1.73~17.3 kVA
油 入 自冷式	OS	耐爆・耐酸性を必要の場合又は大容量のもの	1φ 500 VA~3φ 50 kVA



3φ 40 kVA 200 V/0~240 V
リコ- OS 型
スライド・トランス
三菱電機(株) 殿納入

理 東 京 理 工 舎

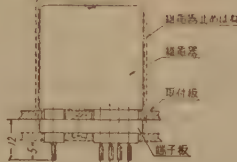
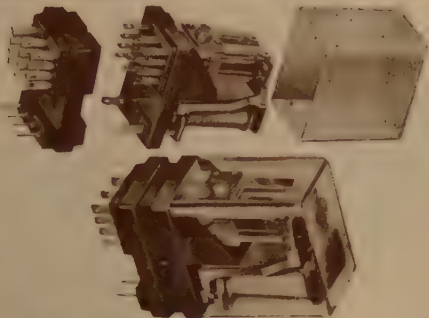
東京都北区田端新町 2-5 電話 (007) 0171 代 4

カタログ資料
急送申上ます



富士

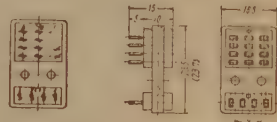
回路部品シリーズ 其の11 の153号超小形 プラグイン



第1図 153号超小形継電器取付方法



第2図 外形寸法図



第3図 ソケット寸法図

1. 概要 従来電磁継電器は、主として一般通信用に使用されておりましたが、最近では遠方制御、監視、測定表示、自動記録等の急速な発達に伴い、継電器の使用範囲が拡大され、同時にこれらの装置はますます小形軽量化されてくる傾向にあります。したがって、これに使用される継電器も小形で、しかも信頼しうるものが必要になってきました。

富士153号超小形継電器は、この要望に応えるためにつくられた151号超小形継電器をプラグイン式に製作したもので、他のいかなる継電器よりも小形で、従来の継電器に見られなかつた画期的な特長を有しております。1.小形、軽量で取付けの容積が小さい。2.完全防塵形で配線後に防塵カバーの取外しができる。3.耐震耐衝撃形である。4.小形であるにもかかわらず、接点が多数のせられる。5.速動、速復旧形である。6.配線がパネル裏面に行ける。

2. 特長 富士153号超小形継電器の最大の長所は、特殊ソケット使用によるプラグインとスタッド止機構の両方に使用できることです。この場合スタッド止用のスタッドは、プラグイン機構の案内棒として働くなど、非常に無駄がなく、プラグイン機構のものはセットの装機工程が単純化され、継電器本体に半田付を行うものより障害が減少します。また、振動よけのバネを付けられることも大きな特長の一つであります。プラグインの機構のものを振動の激しい場所に使用した場合、継電器が抜け落ちないだろうか、というような心配は上図に示すような止めばねにより完全に防止されます。

3. 規格 富士151号超小形継電器及び153号形は下表に示すような優秀なる規格を有しております。御注文により巻線フレーム間に常時100V以上の電圧が加へられ得るもの等種々特殊形も製作いたします。機械的摩耗による寿命は約3,000万回～5,000万回であります。接点に負荷を加えた場合の寿命は負荷の性質、電圧、電流によつて異なり一概にいえないので、実際の使用例は御申越下さればデータを送りたいします。

(なおデータの一例はエレクトロニクス9月号掲載の富士の回路部品シリーズ其の10の第一表にあります。)

接点種類および数	切換接点2組 (W-W)	切換接点4組 (GWW-GWW)
巻線および接点の回路表示記号 (端子側から見た図)		
線 側 (右1)		
最低起動アンペアターン	72	110
使用動作アンペアターン	150	200
消費電力	500	800
開放アンペアターン	15	35
最大動作断続数	回数/秒	100
連続使用許容電力	W	1 (一般短時間断続の場合は1.5W迄許容できる)
動作時間	ms	約2~8
復旧時間	ms	約1.5
最大巻線数	1組 (ただし151c, d, g, h形の場合2組)	
耐圧(コイルフレーム間)	V	500

接 点 側		
接点圧力(最小)	g	6
許容電圧	V	100
電流(無負荷)	A	0.3
電力(負荷)	W	30
接点材料(注2)	a(c).....銀 e(g).....1号合金	b(d).....銀 f(h).....1号合金
接点間隔(最小)	mm	0.2
耐圧(接点間および接点フレーム間)	V	350
機 械 的 機 能		
重 量	g	約15 約20
取 付 方 法	接点位置が上側または右、左側いずれでもよい	
耐 震 耐 衝 撃 性	4~10g (重力加速度) に耐える	
取 付 法	直径2.3mm および2本により取付ける	
保 護 構 造	遮断ガラスカバー	

富士通信機製造株式会社特約代理店
有名製造会社拾数社特約代理店

御電話下されば富士の社員同伴資料持参の上御説明に伺います。神田に御光栄の節は神田電機器問屋街中心の当社へ

アスカ無線

株 社 長
式 会 社
入 正 道

東京都千代田区神田仲町1-13
(別館 千代田区金沢町13)
291-5411 (代表) ~5
Tel. 251-0606・2958・3322・7011・5617
911-0750・3889 (研 究 所)
秋葉原駅下車・万世橋電停前

(フレクター) Frector-1T.

超小型 50% 60% 水晶発振器

用 途

模写電送の独立同期用電源・標準低周波発振器・標準時計及び各種記録計用電源・印字電信機用電源・精密加工の制御装置用電源・各種精密迴転用（録音器・撮影機・映写機等）電源等

特 長

高精度および高安定度……… 温度特性と経年変化の特に優れた水晶発振子（真空封入）と電源変動に対して極めて安定なオールトランジスター使用の分周回路とを同一ホルダーにおさめてありますので何等調整する事なく容易に高い精度と安定度が得られます。

耐湿性および気密性……… ハーメチックシールを用いて不活性ガスを充填完全密封してありますから湿度 90% の状態においても絶縁は極めて良く気密性は永久的に失われません。

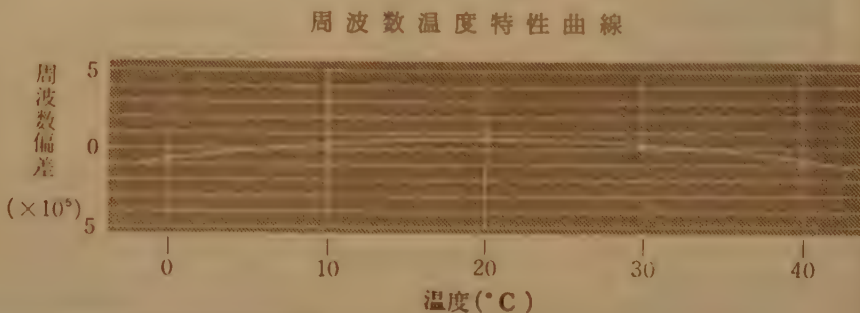
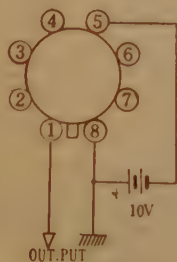
超小型軽量取扱い簡易……… 従来の低周波電源に比べて極めて小型軽量であり（図1参照）オクタルベースを使用して居りますので取扱いが簡易です。

耐衝撃・耐振動性……… 水晶発振子はワイヤマウント方式を用い真空封入してありますから衝撃・振動に対しても極めて安定です。

消費電力僅少簡易……… オールトランジスタ使用の為消費電力は極めて少く使用電源は DC 5~15 V (12 V 8 mA) だけです簡易です。



（現物大）
100 mm（脚を除く）× 33.5 mmφ
ハーメチックシール・
オクタルベース使用



株式会社 共和製作所

東京都練馬区貫井町451番地
山梨県甲府市城星町 42

電話 (991) 4803
電話 (甲府) 7760

パルス

発生器

本器は各種コアの試験研究用の電流パルス発生器で、電流励振部は、正および負の2つの電流励振部からなり、おのおの2つの入力回路とクリップ回路を有しており、合計4種類の電流値を独立に選定できるようになっている。選定された4種類の電流パルスは、プログラムスイッチによってプログラムすることができ、任意のものを基準として遅延させることができる。

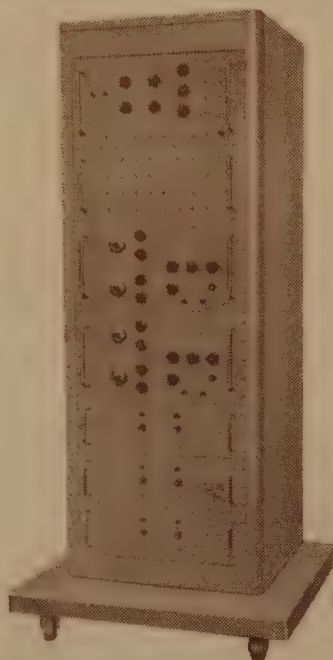
性能

繰返し周波数 2kc~20kc 連続可変
振 巾 最大 1A
立上り時間 0.1~1 μ S
下り時間 0.3~1 μ S
パルス巾 1~10 μ S
サグおよびオーバーシュート $\pm 2\%$ 以下

ダブルパルスゼネレーター



MODEL SPG-3型



プログラムパルスゼネレーター
MODEL SCP-201型

性能 (SPG-3型)

パルス巾 0.2 μ S~20 μ S
出力極性 正 及 負
出力電圧 1000 Ω 負荷 -150V, +30V
75 Ω 負荷 -10V, +2V
出力波形 立上り時間 0.07 μ S
下り時間 0.2 μ S
サグ及びオーバーシュート 平均振巾の $\pm 5\%$ 以下

パルス間隔 0~100 μ S

パルス繰返し周波数

内部 1PPS~10000PPS

外部 1PPS~10000PPS

外部同期入力 正弦波にて5VRMS以上で可能
同期信号 正10V, 第1パルスの前5 μ S先行
50% 振巾値約1 μ S

電源 100V $\pm 5\%$ 50~60CPS

外形寸法 320 \times 540 \times 350 mm

重量 約31kg

所要電力 320VA

	PULSE巾	下り	P.R.R	出力電圧	DELAY	ATTナシノ出力im P	ATTアリノ出力im P	全1
SPG-5	0.07~10 μ S	0.025 μ S	50~5 μ S	50V	+10~-100 μ S		50 Ω	60db
SPG-4	0.2~50 μ S	0.05 μ S	10~100 μ S	20V	-5~-500 μ S	+200~-2K		
SPG-2	0.2~20 μ S	0.05 μ S	100~10 μ S	20V	-10~-150 μ S		50 Ω	60db
SPG-1	0.5~50 μ S	0.05 μ S	50~50 μ S	20V	-10~-150 μ S	+200~-2K	75 Ω	60db

SANWA

有限会社

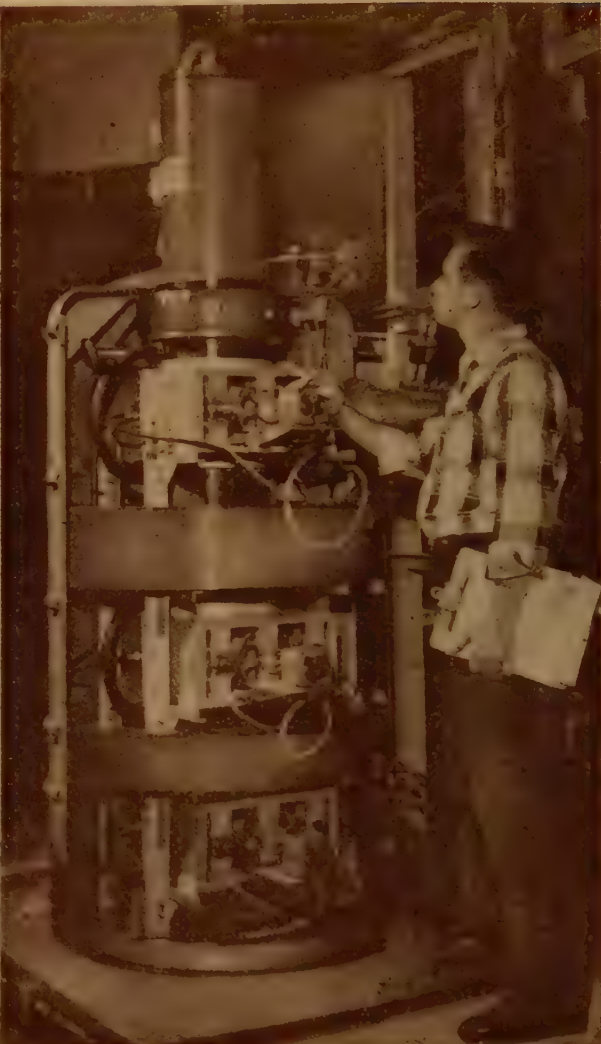
三和電子製作所

東京都北多摩郡国分寺町恋ヶ窪1080 電話 国分寺(108局)五九七

(三和無線測器研究所のパルス部・電子部が以上のように独立いたしました。)

EITEL-McCULLOUGH, INC.

SAN CARLOS, CALIFORNIA



Eimac Klystron final amplifier at Millstone Hill Radar site.

EIMAC KLYSTRON POWERS VENUS CONTACT— 100 TIMES FARTHER THAN PREVIOUS RECORD!

On February 10 and 12, 1958, a high-power radar of M.I.T.'s Lincoln Laboratory transmitted and received radar signals between Earth and Venus. A round-trip of 56,000,000 miles! This historic event was man's first radio contact with another planet. It was by far the longest man-made radio transmission on record.

The final amplifier tube of this giant radar is a super-power Eimac Klystron, the same used in missile and satellite detection and tracking. Eimac's long

experience and leadership in the development and manufacture of ceramic-metal power klystrons enabled the firm to design a super klystron capable of producing tremendous amounts of RF energy at the desired frequency.

In this application, as in troposcatter installations throughout the world, Eimac Klystrons have won a reputation for exceptional reliability and long life. Today Eimac manufactures power amplifier klystrons for ultra high and super high frequencies.

The transmitter for Lincoln Laboratory's giant radar was built by Continental Electronics Manufacturing Company. The radar was sponsored and is supported by the Air Research and Development Command of the United States Air Force.

EITEL-McCULLOUGH, INC.



San Carlos • California

Eimac

日本総代理店

関 商 事 株 式 会 社

東京都千代田区神田東福田町1 電話 (866) 代表 3136

Audio, telemetry and low frequency oscillators

Pictured here are six of the most widely used oscillators in electronics. All employ the highly stable, dependable, accurate resistance-capacity circuit. They require no zero setting. Output is constant, distortion is low and frequency range is wide. Scales are logarithmic for easy reading; all are compact, rugged and broadly useful basic instruments. Brief specifications are given below; call your ☉ rep for demonstration or write direct for complete data on any instrument.

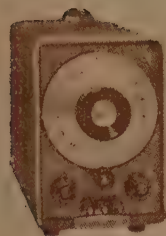
Model	Frequency Range	Calibration Accuracy	Output to 600 Ohms	Recommended Load	Maximum Distortion	Max. Hum & Noise †	Input Power
200AB	20 cps to 40 KC (4 bands)	±2%	1 watt (24.5 v)	600 ohms	1% 20 cps to 20 KC 2% 20 KC to 40 KC	0.05%	65 watts
200CD	5 cps to 600 KC (5 bands)	±2%	160 mw 10 volts	600 ohms*	0.5% below 500 KC 1% 500 KC and above	0.1%	75 watts
200J	6 cps to 6 KC (6 bands)	±1% †	160 mw 10 volts	600 ohms*	0.5%	0.1%	100 watts
200T	250 cps to 100 KC (5 bands)	±1% †	160 mw 10 volts	600 ohms*	0.5%	0.03%	100 watts
201C	20 cps to 20 KC (3 bands)	±1% †	3 watts (42.5 v)	600 ohms**	0.5% ‡	0.03%	75 watts
202C	1 cps to 100 KC (5 bands)	±2%	160 mw 10 volts	600 ohms*	0.5% §	0.1%	75 watts

*Internal impedance is 600 ohms. Frequency and distortion unaffected by load resistance. Balanced output with amplitude control at 100. Use line matching transformer for other control settings. **Internal impedance approximately 600 ohms with output attenuator at 10 db or more. Approximately 75 ohms below 5000 cps with attenuator at zero. †Internal, non-operating controls permit precise calibration of each band. ‡0.5%, 50 cps to 20 KC at 1 watt output. 1.0% over full range at 3 watts output. §0.5%, 10 cps to 100 KC. 1.0%, 5 to 10 cps. 2.0% at 2 cps. 3.0% at 1 cps. ‡Measured with respect to full rated output.

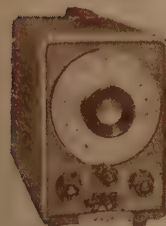
HEWLETT-PACKARD COMPANY

• Palo Alto, California, U.S.A.

Field representatives in all principal areas



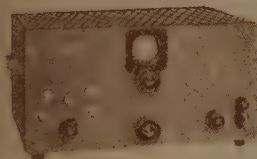
☉ 200AB
Audio Oscillator



☉ 200CD
Wide Range
Oscillator



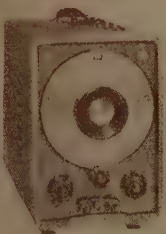
☉ 200J
Interpolation
Oscillator



☉ 200T
Telemetry
Oscillator



☉ 201C
Audio
Oscillator



☉ 202C
Low Frequency
Oscillator

日本総代理店

関 商 事 株 式 会 社

東京都千代田区神田東福田町一
電 話 東 京 (866) 代 表 3 1 3 6

電子工業を推進する高感度真空管電圧計

PM-15型 高感度交流真空管電圧計

交流専用の高感度、高安定度の真空管電圧計で、微小交流電圧の測定に最適のものであります。

測定電圧 1mV~300V,
-58dB~+52dB,
フルスケールの12レンジ

精 度 $\pm 2\%$ (20%~1Mc)
 $\pm 5\%$ (10%~4Mc)

周波数特性 10%~4Mc (5%以内)

入力インピーダンス

約10M Ω に15pF並列(プローブ)
約10M Ω に25pF並列(本体)



PM-18型 高感度直流電圧電流計

直流専用の高感度、広範囲の微小電圧電流計であって、従来測定困難な微小電圧、電流を安定正確に測定できます。半導体、放射線、その他の関係に広い応用範囲があります。

測定範囲

電圧 $\pm 30\mu\text{V}$ ~100V 14レンジ

電流 $\pm 3\mu\text{A}$ ~100 μA 16レンジ

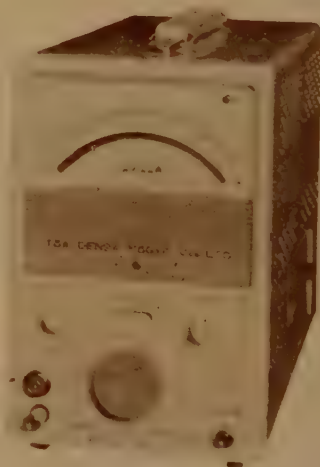
入力抵抗 10M Ω

精 度 $\pm 3\%$ (但し3 μA レンジは $\pm 5\%$)

出 力 7k Ω にて $\pm 1\text{mA}$

ドリフト $\pm 3\mu\text{V}/\text{H}$

雑 音 3 $\mu\text{VP-P}$



新製品

東亜電波
の計測器

東亜電波工業株式会社

本 社 東京都新宿区諏訪町2-3-5・(369)0101 (代)
出 張 所 大阪市東区淡路町3の6船場ビル・(23)8547
サ ー ビ ス 福岡市中央区88-2日興電気商會内・(4)4910
ス カ イ シ ョ ン 名古屋市中区朝日町2の5朝日エレクトロン内・(9)5232

カタログ贈呈

Du Pont NEOPRENE

被覆のケーブルは

衝撃損傷に抵抗します

何トンもある尖った岩が突然、巨大な鉱石ショベルに電流を通じている、この5,000ボルトの動力ケーブルの上に落ちて来た事故がありました。ところがこのケーブルの伝導体及び絶縁体はデュポン製ネオプレンの厚い被覆によって保護されておりました。ネオプレン被覆は丁度タイヤ・トレッドのように加硫されているため、衝撃に対して優れた抵抗性を有しています。この事故の場合にも実際にはケーブルに損傷はなく、電流は止らずにショベルに流れ続けていました。

衝撃に対する優れた抵抗性はネオプレン被覆のケーブルが持つ特質の内のほんの一つにすぎません。ネオプレンはグリース油及び大抵の化学薬品に耐えます。氷点下の温度でも硬化したり亀裂するようなことはなく、熱帯の温度でも溶けて流れ出したりするようなことはありません。日光及び風雨に対する抵抗性に於いてネオプレン被覆ケーブルの右に出るものはありません。

長期に亘つて屋外及び工場内の電気装置を安心して作動させるためには、デュポン製ネオプレンの被覆したケーブルを是非お使い下さい。詳細につきましては電線業者又は下記代理店にお問合せ下さい。なお資料に関しましては何卒クーポンを御利用下さい。

製造元 E. I. du Pont de Nemours & Co., (Inc.)
Wilmington, Delaware, U.S.A.



NEOPRENE



REG. U.S. PAT. OFF.

創立 1802

化学を通じ…より良き生活のため、より良き製品を

DU PONT 日本総代理店

アメリカン・トレーディング・カンパニー(ジャパン)リミテッド

東京都港区芝公園7号地の1 SKFビル 電話 (431)5140-9

大阪市南区安堂寺橋通り2の4 7 電話 (28) 6593-8

(御 芳 名)

(所 属 部 署)

(御 社 名)

(御 住 所)

このクーポンをお切りの上、上記代理店宛お送り下さい。資料を差し上げます。

Jour. Ins. Elec. Com. -4 / 60-J.

アイソレーター及び回転型抵抗減衰器



アイソレーター

特長 このアイソレーターは
周波数に応じて励磁電流を調整し最大の逆方向損失が得られる

型 名	周 波 数 (G c / s)	導 波 管	挿 入 損 失 (db)		逆方向損失 (db)		V. S. W. R	寸 法
			中 心	帯 域	中心	帯域		
TFR-10	8.6~9.6	WRJ-10 BRJ-10	0.7 以下	1.0 以下	35以上	20以上	<1.25以下	300
TFR-24	22.5~24.5	WRJ-24 BRJ-24	0.8 〃	1.0 〃	35 〃	18 〃	<1.25 〃	150
TFR-34	34.5~36.8	WRJ-34 BRJ-34	0.8 〃	1.2 〃	30 〃	12 〃	<1.4 〃	150
TFR-50	44.0~50.0	WRJ-50 BRJ-50	1.0 〃	1.5 〃	30 〃	12 〃	<1.5 〃	130

回転型抵抗減衰器

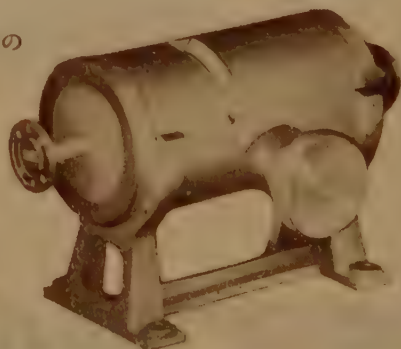
型 名	周 波 数 (G c / s)	導 波 管	減 衰 量 (db)	挿入損失 (db)	V. S. W. R	寸 法	較 正 点
TPCA-24	22~25	WRJ-24	0~40	0.5 以下	<1.2 以下	200	中心及び両端3点
TPCA-34	33~37	WRJ-34	0~40	0.8 以下	<1.25以下	150	〃
TPCA-50	42~52	WRJ-50	0~40	1.2 以下	<1.3 以下	125	〃

特長 この回転型抵抗減衰器は

- (1) 周波数によって減衰量が変化せず、回転角のみに関係し、理論値とよく一致する
- (2) 減衰量を変える際の位相変化がない

主要製造品目

各種電波分光装置 ● マイクロ波管 ● 電磁石等
の高安定電源 ● その他精密電子応用機器



東京電気精機株式会社

本社 東京都千代田区神田仲町2の11
T. 03 (251) 9186 (代) ~ 31 4414
工場 東京工場・立川工場

VOLCO

新製品 速応無歪自動電圧調整器

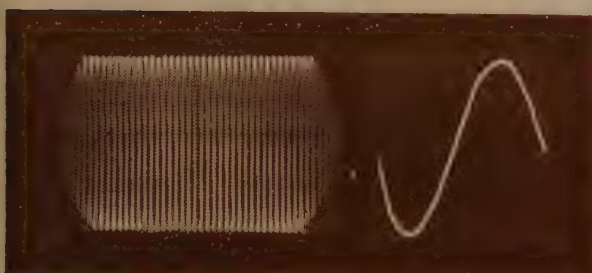
VOLCOの新製品 FRW型 速応無歪自動電圧調整器は確実な古典的回路方式により新しい設計技術で製作されたもので、極めて早い応答性と歪のない正弦波出力をっております。ドリフトも殆ど有りません。

構造も簡単頑丈で真空管や半導体等を全く含んでおりませんから悪い使用条件で乱暴な取扱を受けても故障する心配がありません。

高温、多湿、振動、等周囲条件がわるく、早いはげしい電圧変動のある実際の現場で使用した場合に実質的に他のどの方式のものより安定度の高い、信頼性のある自動電圧調整器であります。

構造が簡単なので価格も低廉です。

30年以來の専門メーカーVOLCOの製品ですからその他の性能も勿論最高です。



入力10%急昇



出力波型

右から VOLCO FRW 100,160, 250,400,650, V A



サービス代行店

関東甲信越地区 吉沢精機工業株式会社

本社 東京都文京区湯島新花町35
Tel. (921)1042.7088.(929)0289

営業所 長野市横町20
Tel. 長野 4601
新潟市下大川前石油企業会館内
Tel. 新潟 (3) 0603

中京地区 株式会社朝日商会
名古屋市中千種区覚王山通3-34
Tel. (73) 0625-6.465.7964

関西地区 株式会社三栄商会

大阪市北区東堀川町11
Tel. 大阪 (36) 2556-7

中国・四国・九州地区 新川電機株式会社

本店 広島市三川町1
Tel. 中 (2) 9147-9.9140

支店 高松市南鍛冶屋町4-18
Tel. 高松 (2) 7343
福岡市上小山町3-4
Tel. 福岡 (2) 0514 (3) 6344

日本電源機器株式会社

東京都墨田区寺島町5-130 電話 (611) 2461・2971

出張所 大阪市東区谷町1-7 電話 (94) 1140

カタログ準備中につき御手数乍ら右のクーポン券をハガキに貼って御請求下さい。



オールトランジスタ 安定化低圧直流電源

定電流装置付

TPM-200



DC 0~25V
0~200mA

1. 入力電圧……AC 50, 60~90~110V
2. 出力電圧……DC 0~25V
3. 出力電流……最大連続負荷 200mA
4. 出力電圧変動率……入力及負荷の全変動に対して 0.4%以内
5. リップル……負荷電流 200mA において10mV以下
6. 定電流装置……最大負荷電流を20mA, 60mA, 200mAの過負荷防止装置 3レンジ電流計と連動切替機構を有し、各レンジ共その範囲内の任意の値で電流制限を行うことができる。
7. 始動時間……スイッチインと同時に
8. 寸法・重量……23×14×10cm³ 3.5kg



PAT PEND



MODEL TP-25

株式会社 高砂製作所

溝の口 (048) 4111 (代表)

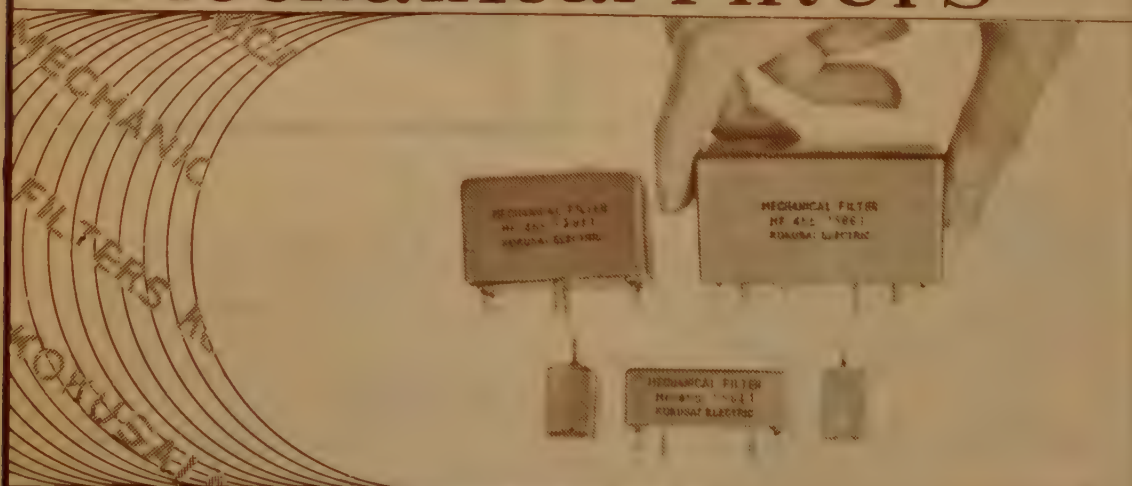
川崎市二子 662 電話 東京 701-4391, 048-3883

(営業直通)

DC 0~25V, 0~5A

国際電気の

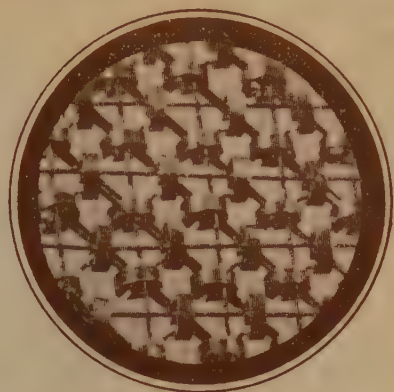
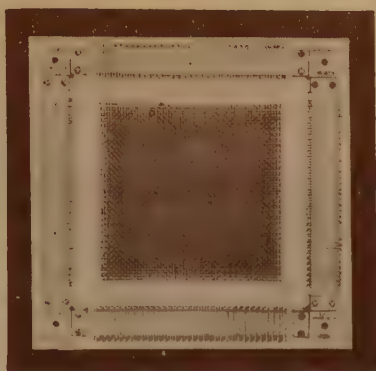
Mechanical Filters



電子応用機器の総合メーカー

国際電気 株式会社

営業所 東京都港区芝西久保桜川町9番地
本社・工業 東京都北多摩郡狛江町和泉150番地
大阪出張所 大阪府北区中之島2丁目25番地 江商ビル
福岡出張所 福岡市福岡区東町36番地 赤坂門ビル



電子計算機・自動制御回路に 高速記憶回路素子 メモリー・マトリックス

TDKメモリー・マトリックスは、電子計算機や自動制御回路の高速記憶回路素子で、TDKオキサイドコアを数万個も組合せたものです。その優秀な特性は広く世界に認められ、国内はもとより、海外メーカーにもご使用願っています。



東京電気化学工業株式会社



高周波絶縁碍子

ボンレックス

アメリカ無線界ではパイレックスを

日本ではボンレックスの御使用を

ボンレックスの用途

無線、有線電気通信機器用、超短波医療機器用、ラジオ、放送機
並に テレビジョン、船舶及び汽車、電車、理化学、火薬容器、
ウエルダー機器用 ◎原子力平和利用・各機器碍子

◎貴社御考案の別形製作の場合は詳細御一報次第参上御説明申上ます

株式
会社

ボン碍子製作所

東京都千代田区神田松永町19番地
松永ビル TEL (251) 8894番



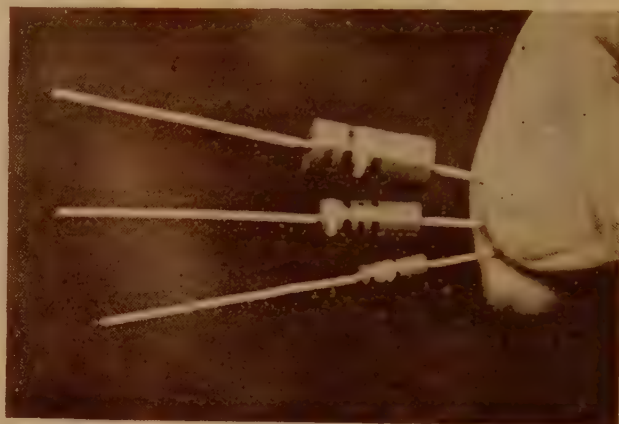
信用ある全国無線部品店にあり。

カタログ進呈

本誌名記入の上お申込み下さい。

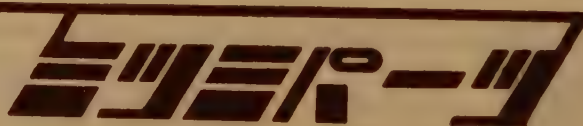
高信頼性絶縁形皮膜抵抗器

理論的研究と高度の技術で画期的な小型抵抗器(略称：RM形抵抗器)を完成いたしました。本抵抗器は約2年の長期に亘り、数千個の試作実験によって品質と性能が確保されて居り、防衛庁NDS規格および米軍用MIL規格の最高特性を満足いたします。



理研電具製造株式会社

東京都板橋区志村小豆沢4の6 電話(901)6176(代表)



安定したパーツから
信頼ある製品が生まれます

ミツミパーツでは、最も小型化された、トランジスタラジオ用ポリウムMV-10型の量産に入りました。従来のものより面積・体積共2分の1の大きさで、性能はそれらに比べて同等以上であるなどの大きな特徴を各方面から認められました。

新製品

炭素皮膜可変抵抗器



ミツミ電機株式会社

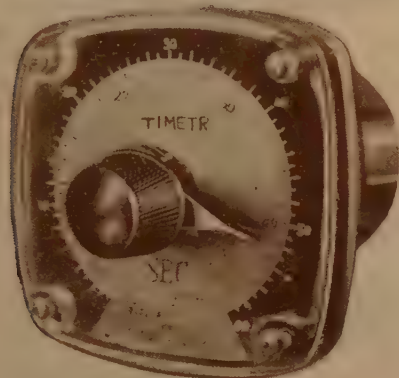
東京都北多摩郡柏江町小足立1056
TEL (416) 2619, 2692, 2219

自動制御

遂に出た!!

タイムリレー

全透明アクリル製カバーの
斬新な意匠と正確無比の時間



機器の合理的設計には.....

<p>ノン・バイプレシジョン</p>	<p>ACリレーの欠点を除いた セレン封入密閉リレー</p>	<p>独自の設計の新タイプ!!</p>
<p>二極マイクロSW利用 マイクロSWリレー</p>		<p>定格寿命が500万回の 高性能MCリレー</p>
<p>事故がない スイノチ!!</p>	<p>幾多の特許と 我邦最大の品種 トグル・押釦スイッチ</p>	<p>高感度で、正確な作動!!</p>
<p>高精度のマイクロSW 大容量のロータリーSW</p>		



日本開閉器工業株式会社

東京都大田区馬込東3-644 Tel. (771) 8841-2, 8379

ホール効果による D-855 GAUSS METER

A.C, D.C

3

~ 30,000 ガウス 直読

◎ 呈カタログ



DYNA-EMPIRE INC.

朝日通商株式会社

営業第二部 輸入課

本社 東京都中央区宝町3丁目1番地
電話 京橋 (561) 6246 (代)・2058 (直通)

通信機の

LCRチエッカー

部品検査に

(測定範囲)

目盛幅	L	C	R
± 3 %	0.25~450 H	35 PF~0.1 μ F	1 k Ω ~3 M Ω
± 10 %	0.08~450 H	25 PF~0.3 μ F	300 Ω ~3 M Ω
± 20 %	0.06~450 H	20 PF~0.4 μ F	200 Ω ~3 M Ω

(営業品目)

静電容量計・周波計・セルメーター・電子管式記録計

テレメーター装置・各種工業用計器

誌名記入申込にカタログ進呈

米 国

Swartwout社

と提携



大倉電気株式會社

本 社 東京都杉並区西田町2丁目407番地 電 話 (398) 5 1 1 1 (代表)

大阪出張所 大阪市北区芝田町112井上ビル24号室 電話 (36) 5791~5, 5891~5(交換)

小倉出張所 小倉市博労町63番地 富士ビル44号室 電 話 小 倉 (5) 8 6 2 1



..... ミネベア

NMB

Miniature Bearings

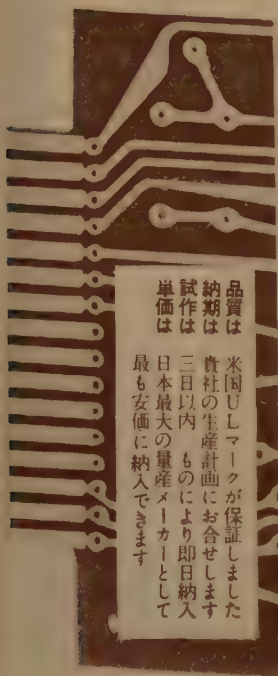
ミネチュアボールベアリング・ミネチュアニードルベアリング・ミネチュアボール

日本ミネチュアベアリング株式會社

日本ミネチュアベアリング販売株式会社

東京都中央区日本橋兜町1-4 TEL (671) 1203-5

自動化完成近し

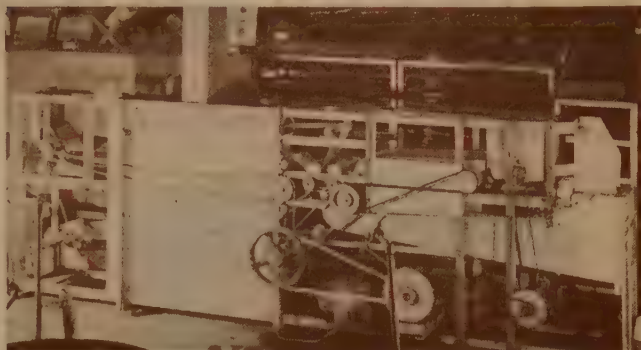


品質は
納期は
試作は
単価は

米国U.S.マークが保証しました
貴社の生産計画にお合せします
三日以内のものにより即日納入
日本最大の量産メーカーとして
最も安価に納入できます

プリント配線

完全自動化を目指す新設備の増強および特殊印刷法完成の結果、新しい大量生産段階を迎え、また絶えず精度の超高度化を進めています。最近基材についても最小10mmφで使用可能なフレキシブル基板、強電流用0.104mm厚銅箔のもの等、各種使用目的に応じた新基材が作られ、広いご要求にお応えしています



- ★ 自動化の一部・後処理機 バンチ後の脱脂、水洗、フラックス塗付を兼ねる
本機の能力は、1時間2000枚の完成基板を処理
- ★ なお自動エッチングマシンを建設中であり、これによって腐蝕工程の自動化、その後の水洗、レジスト剥し、水洗等一連の工程を自動制御で完全処理し、絶縁抵抗等に高度な品質保証の確立を期しています。

プリント配線のご用命は

測定器メーカーの良心をかけた菊水電波へ

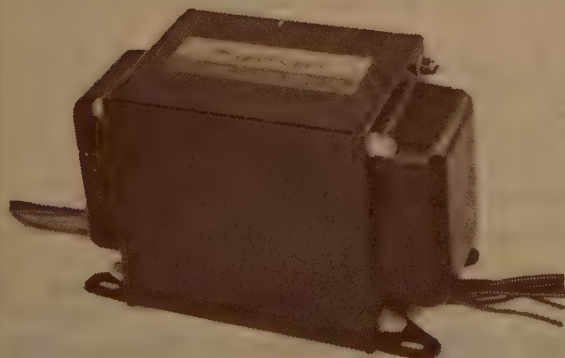


株式会社 菊水電波

本社 東京都大田区馬込町西4の67 電話 (771) 9191-5
玉川工場 川崎市新丸子東3の1175 電話 中原局 (047) 3073, 6224, 6281

電源トランスに安定作用をもたせた画期的な新製品!

山水の定電圧型電源変圧器



従来の電源トランスと同じようにヒーター電源、プレート電源、その他数回路の出力を持つ定電圧型電源変圧器で、新回路構成により小型、低歪率、高精度の特徴を持っております。

測定器などシャーシーに直接組み込みますから、コンパクトで高い信頼性を持つ機器の製作が可能です。

規格例

- 入力電圧 80~110V
- 周波数 50%または60%
- 出力 350V×2, 200mA
5V, 2A
6.3V, 4A
- 安定度 入力電圧 80V~110Vの変動に対し
出力電圧 ±1%以内(全負荷)
- 波形歪 7%以下

カタログ進呈 下記へお申し込み下さい

山水電気株式会社

本社 東京都杉並区和泉町760 Tel (328) 代0111~⑩
大阪営業所 大阪市南区高津八番丁32 Tel 南(75)5172・9609
名古屋営業所 名古屋市中区栄出町34 Tel 中(24) 6240

新製品 TV 測定器

TG-27E 型 映像掃引信号発生器



掃引周波数範囲 100kc ~ 2Mc ~ 15Mc
 掃引出力レベル 1.6V (p-p) 以上
 掃引出力偏差 100kc ~ 15Mc 1dB 以内
 200kc ~ 12Mc 0.5dB 以内
 掃引繰返周波数 锯齿状波約40~70% (電源・垂直同期
 信号に同期可能)
 マーカ周波数 100kc ~ 15Mc 連続可変 及び水晶マ
 ーカー (1, 2, 5, 7, 10Mc)
 サイズ及重量 358×228×260mm 13kg (小型軽量)

TG-475A TV 位相差測定器
 TG-515A 広帯域掃引信号発生器
 TG-200D 広帯域矩形波発生器
 TG-555A 映像周波信号発生器
 TG-495A TV 特殊波形信号発生器
 TG-560A 高出力掃引信号発生器
 TG-495A 階段波信号発生器
 TB-55B ビデオオシロスコープ
 TG-215B 標準テレビジョン二信号発生器
 TG-345B TV 掃引試験信号発生器
 TG-12A TV 同期信号発生器
 TG-480A TV 遅延歪測定器

日本通信機株式会社

本社及工場 川崎市田尻町90 電話 川崎 (3)3049・(2)3658
 (3)6428・6429・6430
 東京出張所 東京都港区芝田1-25 電話 (451) 1544・9423

必ず使う 測定器

SM-101型 歪率計

新製品



正価 48,000円

★特長

- 並列T型回路を利用して新しく設計された歪率測定器であります。
- 小型軽量で価格が非常に低廉ですが性能は高価なものと少しも変わりません。

★用途

- 歪率、信号対雑音比の測定。
- 広帯域高感度真空管電圧計。

★性能

- 歪率測定基本周波数範囲 30% ~ 30 K% 連続可変。
- 歪率測定範囲、及指示値 30% ~ 0.2%、db及%直読。
- 歪率測定に必要な入力 0.5V (入力インピーダンス100K Ω)
- 真空管電圧計周波数特性 30% ~ 100 K% (0.5db)
20% ~ 150 K% (1db)
- 真空管電圧計測定範囲 2mV ~ 10V
- 電源 100V 交流50~60%
- 電源変動に対する安定度 電源変動 \pm 15% に対して指示誤差 0.2db 以内
- 消費電力 25VA

★主なる納入先 警察庁、NHK、日本電気、その他主メーカー



信和通信機株式会社

東京都杉並区下高井戸4-943 電話 (311)3900・5261・5262番

FPUパラボラ遠隔制御装置

TP18-1型NHK納入
東京タワー鉄塔150m上に
取付けられた回転パラボラ
四装置の中一台を示す



用途

本装置はTV放送局において、TV映像の移動、中継局よりの受信に使用するパラボラ空中線装置で、一組又は四組のパラボラ装置を鉄塔上に設備し遠隔制御により任意の移動中継局よりの映像受信を全方向カバーすることができる。

規格

- (1) 使用周波数 6875Mc~7125Mc
- (2) 利得 35db
- (3) VSWR 1.1以下
- (4) 開口径 4呎(開口径6呎にも使用出来る)

重量

パラボラ、回転装置を含み1組の重量は約450kgである。

株式会社 加藤電気工業所

東京都北区東十条2-6

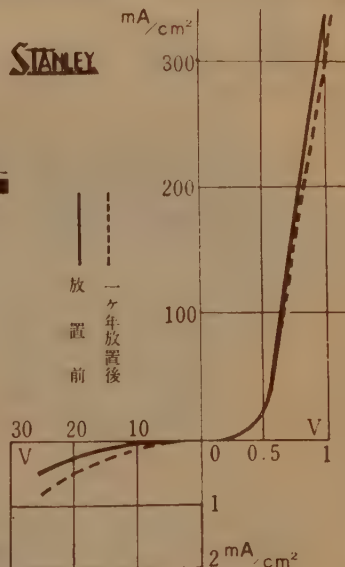
電話 王子(911) 3672・0093

スタンレー

性能が2倍に飛躍した...

- 1 正方向抵抗が減少して今までの半になりました
- 2 定格出力が2倍に増加しました
- 3 効率は3相全波の場合94%以上です
- 4 最高許容温度は100°Cです
- 5 大きさ重量ともに従来の半です
- 6 半に小形化されたため御予算も半分ですみます

1年間性能テスト(屋外常温常湿・塗装前)



セリ整流体

A板

カタログ贈呈 スタンレー電気株式会社宣伝課116係あて 東京都目黒区中目黒2-605 電話東京 712 代表 1111(10)



INDUSTRIAL METALS

For Semiconductor Applications

GENERAL
PLATE

BASE TAB MATERIAL (A for Germanium/silicon)

Tin Clad Nickel, Tin Clad Alloy 30, Lead Tin Antimony Clad Nickel/
Alloy 30, Tin Clad Steel, Tin Clad Titanium,
Solder:

Gold, Silver, Antimony, Gallium, Indium, Aluminum, Arsenic, Platinum.

LEAD WIRE MATERIAL, WHISKER WIRE MATERIAL, ENCLOSURE
MATERIAL,

※ キャタログ 御希望の方は御申込み下さい。

株式
会社

ユー・エス・エシアテック カンパニー

機械輸入部

東京都港区芝新橋一丁目十八番地

堤ビル新館内

電話 東京 (591) 1972-3909-3689番

METALS & CONTROLS

A DIVISION OF TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED

輸入代理店

新製品

ミリ波SG完成

34 Gc 帯信号発生器



本器は日本高周波が自信をもっておすすめする、使い易いSGであります。

周波数範囲	33.0 Gc ~ 36.5 Gc
周波数精度	± 1 %
使用クライストロン	35V10
出力範囲	10 dBm ~ -90 dBm
出力精度	± 2 dB
変調	パルス, 矩形, FM 各付



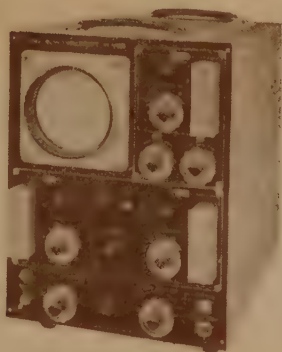
日本高周波株式会社

本社・工場 神奈川県横浜市港北区中山町1119 電話 川和 15番
東京事務所 東京都港区芝南佐久間町1-55 和田ビル 電話 (501) 9588-2662
東京研究所 東京都文京区菊坂町3 電話 (921) 1970

新製品

2現象オシロスコープ

BO-253^A型



位相・波形の比較など広汎な用途

- 2電子銃方式
- A型—感度1mm/mV, 500 kc/s まで均一な周波数特性
- B型— 〃 10mm/mV, 50 kc/s — 〃
- スタートストップ方式掃引
- 取扱は極めて容易

ブラウン管連続撮影装置

BR-1101^A型, BR-1201^A型



- 鮮明な連続撮影の記録（一コマ撮影も可能）
- 印画紙とフィルムのいずれも使用できる
- 感光材料の巾—35mm専用と35.88mm両用の2種
- 記録速度 0.5~300cm/sec (A型)
- 0.1~50cm/sec (B型)
- 刻 時 $\frac{1}{10}$, $\frac{1}{100}$ sec
- 整理番号 1~9999まで一連番号焼付

三栄測器株式会社

本社 東京都新宿区柏木1-95 Tel (371)7117~8, 8114~5

工場 東京都武蔵野市吉祥寺 1635 Tel (022-@) 4941, 7825

インク書きオシログラフ, 電磁オシログラフ

主要製品

二現象オシロスコープ, ブラウン管連続撮影装置

直流増巾器, 歪記録増巾器

継電器各種

高見沢電機製作所は創業以来 40 年、継電器の専門メーカーとして各種継電器の研究と生産に努力を重ねてまいりましたが、また継電器群の各種装置も各方面より御要望いただいで設計、作製いたしております。



☆カタログ進呈☆

株式会社 高見沢電機製作所

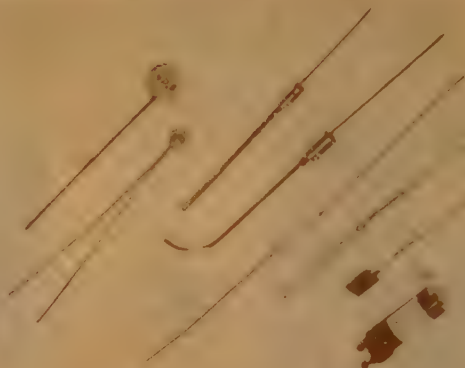
本 社 東京都品川区西大崎 3-515
東京工場 電話 大崎 (491) 代 2136~9
信州工場 長野県南佐久郡中込町 395
電話 野沢 代表 88~9



LT1型 継電器

メカニカルロッキングリレーの一種で一旦動作すると励磁電流が切れても機械的な構造によつてその回路はそのままの状態を保持します。

定格電圧 6, 12, 24, 48, 100 V 各種
動作電力 最少 1.8 W, 通常 3 W (DC)
接点構成 切換接点 1 組
接点容量 6 A (AC 110 V) 無誘導負荷
寸 法 約 55×50×50 mm



芝浦電子

※ エレクトロニクス時代に於て……

温度の測定、温度の調節は益々、正確、精密であることが要求されて参りました。サーミスターがこの要求に一番適したものであることは申すまでもありません。特に芝浦電子の温度計用サーミスターは感度、安定性に最も秀れ、最も信頼度の高い製品として、皆様から御好評を戴いております。

温度計用サーミスターは

株式会社 芝浦電子 製作所

東京都板橋区志村前野町1022 Tel (961) 5328~9 名古屋市中区下前津町8 Tel (32) 5678



JOHNSON, MATTHEY

▶ 半導体用 純金属及び共晶合金

(a) Al, Sb, As, Bi, Cd, Ga, Au, In, Ge, Pb, Hg, Pt, Se, Ag, Te, Sn, Zn.

(b) Au-Sb, Au-Al, Bi-Ag, Pt-Ir, Ag-Pb-Sb, Al-Si, In-As, In-Ga, In-Ge, In-Ag-Ga, In-Sn, In-Zn, Pb-Sb.

▶ 分光分析用標準資料 (分光分析値
試験方法付)

69元素の純金属、酸化物その他塩類

▶ レア・アース及びメタル

JOHNSON MATTHEY & Co., LIMITED, LONDON

日本総販売代理店

エ・ア・ブラウン マクファレン株式会社

東京都中央区銀座二丁目三番地 (米井ビル) 電話 (561) 代 5141~5

大阪市東区今橋四丁目一番地 (三菱信託ビル) 電話 (23) 0727, 4210

電子工業

本誌の二大綱領

- 常に高度の学問的水準を維持し、業界の発展に寄与する
- 電子技術者の要望にこたえ業界の指針たらしめとする

5月号 トランジスタ測定器特集

エレクトロニクスにおけるトランジスタの役割は既に大きい。しかしその測定法、また測定器については需要が非常に多いにもかかわらず統一化が行はれていないものが多い。本号ではこの問題にスポットを当てた。

- ◇概説……………電試（垂井康夫）
- ◇低周波パラメータの測定法……………横河（深田 実）
- ◇高周波パラメータ等価回路定数 $f_a, r_{bb'}$ ……………東京電波工業
- C……………日本電産（株）千葉七郎

海外文献抄録 エレクトロニクスニュース
データシート 技術史の横顔 新製品紹介
特許紹介 技術のひろば 潮流 現場探訪

※新連載※
電子工学者のための固体物性

通研
進藤
琢藤

4端子定数による方法

- ……………ソニー（福井）
- ◇パルス測定法……………NIKK技研（田子 島）
- ◇雑音……………安藤電気（川島誠一）
- ◇熱抵抗……………日電（池原典利）
- ◇歪率……………通研（川口清一）

4月号の特集内容

- (1)計数管と計数装置
- (2)自動制御に用いられる部品
- (3)磁性材料
- (4)日本電気のカラーテレビ送像機器

小峰電子工業
株式会社

確実入手には直接購読を
半年分 900円（5割引）
1年分 1,710円（1割引）

定価 150円 120頁

東京都中央区日本橋江戸橋2の8
TEL (271) 8020, 9280

《月刊》

電子計算と制御

4月号発売中

OFFICE AND INDUSTRIAL AUTOMATION ・ 産業発展のバイオニア・唯一の指導誌

4月号主要目次

- ◆ひとこと・高崎勲◆ずいそう・貿易自由化と関連して……唐津一・時刻と時間……山口大二◆自動翻訳機“やまと”……高橋茂◆IBM 1401型電子計算組織③原書類処理システム……今村茂雄◆サイラトロン制御……研野和人◆電子工学の歴史——ある試論として——……本納崇◆音声認識の新しい可能性と超高速電子計算機……猪股修二◆座席予約用電子計算装置 MARS 1大野豊◆連載⑧誤字訂正と情報伝送……松崎武夫◆製品アラカト・海外技術ダイジェスト◆

5月号予告

ずいそう……末光探海・西尾出・秋山守雄◆海外事情と日本の電子計算機の立場……高崎勲◆新型パラメトロン電力計について……清水祐信◆モンテカルロの方式……本納崇◆電力計算機用出力装置……甘田早苗◆カシオリレー計算機における加算回路について……河口千代勝◆Bendix G-20について……広川愿二◆Royal LGP-30型電子計算機①……中西昌太郎◆



外国雑誌書籍・バックナンバー・型録
米国 McGRAW-HILL'S 代理店
株式会社 光琳書院
東京都台東区仲御徒町3丁目20番地(池内ビル)
電話下谷(831)6464・5094 振替口座東京34089

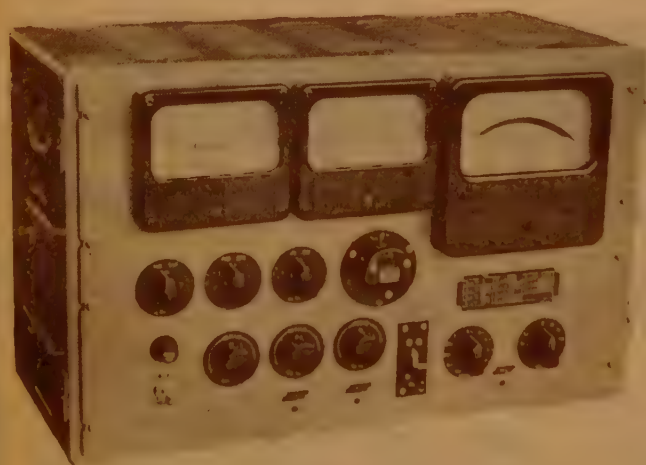
毎月10日発行
B5判・本文80頁・11型活字・横組・極上質紙・美濃製本
1部 120円（12円）
半年 670円（72円）
1年 1,340円（144円）
〔海外向けは1年送料 360円〕

本誌を購読される方へ
本誌を購読されたい方は、直接本社に御予約下さい。店頭販売を主体としたしませんので御予約なき場合は入手困難ですから直接御申込下さい。

トランジスタの

h定数を

測るには！



横河

hパラメータ測定器

VTV-53型

本器は電圧電流法によってトランジスタのh定数を迅速に且つ正確に測る測定器であります。本器は一度発振器の出力をcheckすれば切換スイッチの操作のみで各パラメータが計器に指示され直読できる様に設計されています。

本器は電気試験所の御指導により製作したものであります。

性能

測定周波数 280 %

直流バイアス電源(自蔵)

$I_e = 0 \sim 1\text{mA}, 0 \sim 5\text{mA}$,

$V_c = 0 \sim 10\text{V}; 0 \sim 50\text{V}$

測定範囲と精度 別表電源AC85~110V

50~60% 55Watt

外形寸法と重量 500×320×270mm

16kg

VTV-53型の測定範囲と精度

ht	ベース接地	エミッタ接地
hi	1	100
hr	100 Ω	10 KΩ
ho	1×10^{-3}	1×10^{-3}
	1 μΩ	100 μΩ
Io	Ico : 100 μA	Ieo : 100 μA
精度	2.5%	5%

株式
会社

横河電機製作所

本社・工場 東京都武蔵野市吉祥寺3000 電話 東京391局 代表1901
支店 名古屋・大阪・小倉・出張所 新潟
武蔵野局(022-2) 代表3611, 3621, 3701

YEW

会 告 ・ 通 知

— 通常総会並びに特別講演案内 —

3月号の赤紙会告で通知の通り、来る5月14日、本会第34回通常総会および東京支部第18回通常総会を開催致します。なお通常総会終了後次の通り特別講演が行われますから会員多数の参加をお願い致します。（詳細は3月号会告参照）

本会通常総会に出席できない正員の方は、3月号に添付の委任状（郵便料不要）を御送付下さい。委任状は洩れなくお出し下さるよう特にお願い致します。

日 時 昭和 35 年 5 月 14 日（土）

東京支部通常総会 午後1時 本会通常総会 午後2時

会 場 東 条 会 館（東京都千代田区麹町1の4）

特別講演（午後3時半頃より）

海外技術協力の現状と問題点 外務省経済協力部 書記官 古 庄 源 治君

特別講演には、准員又は学生員でも参加聴講ができます。奮つて御参加下さい。

— 南極観測シンポジウム案内 —

日本学術会議南極特別委員会では、本会および関係15団体協力のもとに、下記によりシンポジウムを開催し、第1次より第4次に至る南極地域観測の学術的成果の総合的報告および検討を行います。好学の士多数の参加を希望致します。

記

日 時 昭和 35 年 5 月 30 日（月）～ 6 月 3 日（金）

場 所 科学博物館講堂（台東区上野公園）

日 程 地 学 部 門 5 月 30 日（月） 9.00～18.30

気 象 ・ 海 洋 〃 5 月 31 日（火） 9.00～18.30

超 高 層 物 理 〃 6 月 1 日（水） 10.00～18.00

生 物 学 〃 6 月 2 日（木） 10.00～18.00

設 営 科 学 技 術 〃 6 月 3 日（金） 9.00～18.00

会 告 ・ 通 知

電気通信技術委員会研究専門委員会

開 催 通 知 (昭和 35 年 5 月)

本会会員は誰でも、任意の委員会に自由に参加できます。研究発表もできます。研究発表希望者は、委員会名を指定して前々月末日までに本会宛お申込下さい。

1. 回路網理論研究専門委員会

委員長 川 上 正 光

日 時 5月10日(火) 14時～17時

場 所 東京工業大学講義室(目黒区大岡山)

議 題 標準低域ろ波器より導かれるある非対称ろ波器について

黒 沢 昇君(通 研)

2. 超音波研究専門委員会

委員長 能 本 乙 彦

日 時 5月16日(月) 18時～20時

場 所 早稲田大学19号館小野記念講堂(新宿区戸塚町)

議 題 (1) 航程同時記録式音響測深機 秋 元 喜 一 郎君・河 中 洸 人君(沖 電 工)
(2) 弾性波の伝ばり超音波減衰測定上の注意事項 干 瀧 昭君(機 械 試)

3. 信頼性と品質管理研究専門委員会

委員長 茅 野 健

日 時 5月16日(月) 14時～17時

場 所 電気通信学会会議室(千代田区富士見町2の8 雄山閣ビル内)

議 題 (1) わが国における信頼性の研究概況 唐 津 一君(通 研)
(2) エレクトロニクス関係の信頼性と品質管理シンポジウムに出席して

園 部 進君(日 電)

4. トランジスタ研究専門委員会

委員長 岡 部 豊 比 古

日 時 5月17日(火) 14時～17時

場 所 東京大学工学部電気工学科輪講室(文京区本富士町)

議 題 (1) 電流スイッチング方式によるトランジスタ高速度マルチ回路

後 藤 竜 夫君・矢 板 徹君(電 試)

(2) 合金型ダイオードの逆方向特性に関する一実験

池田秀也君・山口雄造君・西沢潤一君・渡辺 寧君(東 北 大)

(3) 半導体リアクタンスダイオード

庄司仙治君・西沢潤一君・渡辺 寧君(東 北 大)

5. 電子計算機研究専門委員会

委員長 後 藤 以 紀

日 時 5月19日(木) 14時～17時

場 所 国際電信電話(株) 研究所会議室(目黒区三田 12)

議 題 (1) 電気メッキによる薄膜磁性体の生成とそのパラメロン及び記憶特性について

後藤英一君 相馬 嵩君・石橋善弘君・中川圭介君・石田晴久君(東 大)

(2) ETL - RTC の概要

野田克彦君・末包良太君・辻 三郎君・杉江 昇君(電 試)

(3) 江崎ダイオードを用いた論理回路の一方法

榎本 肇君・渡辺昭治君・天野橋太郎君(国際電々)

6. インホメーション理論研究専門委員会

委員長 大 泉 充 郎

日 時 5月20日(金) 14時～17時

場 所 国際電信電話(株) 研究所会議室(前 掲)

議 題 (1) 限定距離保存符号系について

藤 井 正 友君(電 試)

(2) (文献紹介) Error Correcting Codes - A Linear Programming

Approach (B.S.T.J. Nov. 1959)

榎 本 肇君(国際電々)

7. アンテナ研究専門委員会

委員長 加 藤 安 太 郎

日 時 5月20日(金) 14時～17時

場 所 電気通信学会会議室(前 掲)

議 題 (1) VHF.FM 放送用リングアンテナ

松 下 雅 夫君(古河電工)

(2) 7000 Mc 帯円偏波アンテナ

柚 木 久君・平 野 信 夫君・工 藤 達 雄君(富士通信機)

8. 医用電子装置研究専門委員会

委員長 阪 本 捷 房

日 時 5月23日(月) 14時～17時

場 所 東京大学医学部本館会議室(前 掲)

議 題 (文献紹介)

Blood Flowmeters Symposium IRE Transactions on M.E. Dec. 1959 より

電磁形及び他の形による血流量計測の二,三の方式の紹介

葛 西 晴 雄君・石 渡 裕 政君(東 大)

9. マイクロ波伝送研究専門委員会

委員長 岩片秀雄

日時 5月24日(火) 14時～17時

場所 早稲田大学 21号館2階会議室(前掲)

- 議題 (1) 相似的断面をもつた導波管の一取扱法 堀内和夫君(早大)
(2) 立体回路網における鳳・テブナンの式について
——立体回路網の取扱について—— 横内滋君(阪大)
(3) Matched Magic Tee の構成に際して入つて来る“ずれ”について
横内 滋君(阪大)

10. 磁性材料研究専門委員会

委員長 博田五六

日時 5月26日(木) 14時～17時

場所 電気通信学会会議室 前掲

- 議題 (1) アメリカにおける磁性部品製造の自動化について
佐藤正夫君(タムラ製作所)
(2) フェライトパラメترون増幅器の動作解析について
橋本太吉君(通研)

— 関 西 支 部 —

11. マイクロ波真空管研究専門委員会

委員長 小池勇二郎

日時 5月14日(土) 10時～17時

場所 中央電気クラブ(大阪市北区堂島中2丁目一市電堂島中町停留所より西へ100m
(電話 大阪(34) 3556番)

- 議題 (1) 磁界界浸型四電極電子銃
菅田栄治君・大村皓一君(阪大)・金田重男君(阪府大)
(2) 縦型の電子ビーム増幅におけるモード結合係数
菅田栄治君・寺田正純君・浜田 博君・楠田善治君(阪大)
(3) 磁界に界浸した収斂型電子銃による電子ビームの半径変動率
菅田栄治君・寺田正純君・奥 克己君・西田 準君(阪大)
(4) 後進波管における回路損失と出力部 鈴木 喜久君(日立中研)
(5) 84 Gc 帯大出力平板ビーム空洞多間隙クライストロンを試作
藤沢和男君・金見壮至君・野中忠彦君(神戸大)
(6) Sバンド、Lバンド高出力パルスクライストロン
佐々木昭夫君・吉田良教君・三杉隆彦君・小宮山 馨君(神戸工業)
(7) 碍子圧着型ヘリックス上の電波の位相速度 戸田 哲雄君(三菱電機)

※ 新しく「信頼性と品質管理」(上記3)が発足した

※ 「非直線理論」「電気音響」「通信方式」「航空電子機器」「電波伝播」
「オートマトンと自動制御」の各委員会は5月休会

第3回自動制御連合講演会講演募集

日 時 昭和35年11月16日(水) 17日(木) 18日(金)

会 場 大阪商工会議所(大阪市北区堂島西町二丁目)

講演申込 (1) 主催, 参加学会所属の会員は当該学協会を通じて申込み, 参加学協会会員以外の方は直接幹事学協会に申込むこと。

(2) 講演内容は発表されたものでも差支えないが最近の研究に属するものが望ましい。

(3) 講演時間は約20分(討論を含む)の予定。

(4) 講演の採択などは講演申込を受付けた学協会に一任せられたい。

(5) 申込用紙は随意であるが次の事項を必ず記載のこと。

(a) 講演題目 (b) 梗概約200字 (c) 講演部門名 (d) 講演ならびに連名者各々の氏名, 勤務先, 学協会資格(連名の場合は登壇者に○印をつけること) (e) 映画, スライド使用の有無と大きさ。

部 門 第1部 自動制御理論 第2部 自動制御要素 第3部 自動制御の各種工業への応用

申込締切 7月20日(所属学協会必着)

講演前刷 聴講者のテキストとし, あわせて講演時間の短縮, 掛図などの節約を図るため講演者全部の講演前刷を作ります。講演者は前刷原稿を必ず期日までに直接提出されたい。

(a) 講演前刷原稿提出期日 9月30日 (b) 前刷原稿は規定の原稿用紙2枚以内(図表, 写真を含めて邦文にて約2600字)に明瞭に墨書し, なるべく余白をさけるよう留意して下さい。(c) 前刷原稿の書き方の詳細は幹事学協会から講演申込者に送付いたします。

(d) 講演前刷はオフセット印刷になりますから写真も入れられます。原稿用紙は講演申込者に幹事学協会から送ります。所定用紙以外の用紙に書いた原稿は受け付けません。

主催学協会 応用物理学会, 自動制御研究会, 中部自動制御研究会, 日本機械学会, 日本計測学会, 日本自動制御協会, 日本繊維機械学会

(幹事学協会) 自動制御研究会(千葉市弥生町東京大学生産技術研究所内)
日本計測学会(東京都板橋区板橋町6の3569. 中央計量検定所内)
日本自動制御協会(京都市左京区山端. 京都大学工学研究所修学院分室内)

参加学協会 化学工学協会, 計装研究会, 電気学会, 電気通信学会, 日本鉄鋼協会

昭和34年度後期稲田記念学術奨励金受領者

部 門	講演番号	題	名	講 演 者
理 論	10	複通過域濾波器	渡 部 和	(日電)
音響・振動	38	日本語母音及び半母音の合成	中 田 和 男	(電波研)
"	55	無響室と残響室を用いた音響透過損失測定法について	服 部 守 守	(早大)
マイクロ波	179	二線系誘電体線路の基本伝送状態に就いて	矢 作 榮 一	(電試)
"	193	電界変位形単向管の逆方向減衰機構	中 原 昭 次 郎	(三菱電機)
"	210	極低温固体レーザーの実験 第一報	稻 場 文 男	(東北大)
"	214	共振型パラメトロン増幅器の広帯域化	岡 島 徹	(通研)
電 子 管	278	抵抗被膜を用いたM形電子銃	古 川 静 二 郎	(東工大)
交 換	448	周波数分割多重スイッチを用いた電子交換方式についての一考案	高 羽 禎 雄	(東大)
テレビジョン	515	試作ビデオヘッドの諸特性	横 山 克 哉	(NHK)
スイッチ用 トランジスタ 及び スイッチ回路	S-2	電界効果トランジスタの一形式	林 徹 也	(通研)

昭和 35 年電気四学会連合大会講演論文集予約募集

(予約申込締切 昭和 35 年 5 月 31 日)

昭和 35 年連合大会の講演論文集を下記により予約出版をいたします。

本大会の一般講演の申込は、1,951 件の多数に上り、これを合本は、I, II, III, IV の 4 冊、分冊は、下記 21 分冊といたしました。シンポジウム予稿の予約募集は次号に発表いたします。

予約先も当日売も同一値段であります。予約申込部数の外は多くの余部を作れませんから確実に入手したい方は、是非予約期間中にお申込み下さい。

昭和 35 年連合大会講演論文集 { (昭和 35 年 6 月 30 日出版の予定) B 5 判・オフセット印刷 1 件 1 頁

合本 I (分冊 1~7 合冊 617 件, 全著者索引付)	850 円	分冊 10. 発 送 配 電 (その 1)	55 件	80 円
“ II (分冊 8~13 合冊 490 件, “)	700	(ケーブル) —		
“ III (分冊 14~17 合冊 400 件, “)	550	“ 11. 発 送 配 電 (その 2)	89 件	130
“ IV (分冊 18~21 合冊 444 件, “)	600	(1 系統, 2 AFC, 3 安定度, 4 コンデンサ, 5 継電器		
合本一揃い	1,951 件	6 異常電圧, 7 故障点検定器, 8 サージ)		
分冊 1. 基礎理論	57 件	90	“ 12. 発 送 配 電 (その 3)	77 件
“ 2. 放電物理	108 件	160	(1 コロナ, 2 搬送, 3 母線, 4 送電線, 5 碍子)	
“ 3. 計 測	93 件	140	“ 13. 電気鉄道, 照明, 電力応用	77 件
“ 4. 自動制御	72 件	110	“ 14. 磁気振動・浮響	81 件
“ 5. 電気計量機	125 件	190	“ 15. 電磁波・アンテナ	74 件
“ 6. 電気材料	130 件	190	“ 16. マイクロ波	125 件
“ 7. 原子力	32 件	50	“ 17. 電子管	120 件
“ 8. 電気機器 (その 1) 108 件	160	“ 18. 半導体・トランジスタ	112 件	170
(1 同期機, 2 非同期機, 3 直流器, 4 変圧器, 5 雑)		“ 19. 電子回路	127 件	190
“ 9. 電気機器 (その 2) 84 件	130	“ 20. テレビジョン, 電子応用	72 件	110
(1 整流器, 2 遮断器, 3 避雷器, 4 磁気増巾器)		“ 21. 電気通信	133 件	200

予約申込締切 昭和 35 年 5 月 31 日

申 込 先 東京都千代田区富士見町 2 の 8, 電気通信学会

申 込 方 法 (1) 合本一揃いは I, II, III, IV の別、分冊番号別の各部数を記載し、相当料金を添え送付先を記入の上、お申込み下さい。

(2) 振替による場合は、「振替口座東京 35300, 電気通信学会宛とし、通信欄に上記と同様記入すること。

(3) 学校、官庁等現品到着の上支払を要する向は、申込書に(用紙任意)支払期日を附記して下さい。

送 付 方 法 発行と同時に送料は連合大会委員会負担で指定の送付先へお送りいたします。

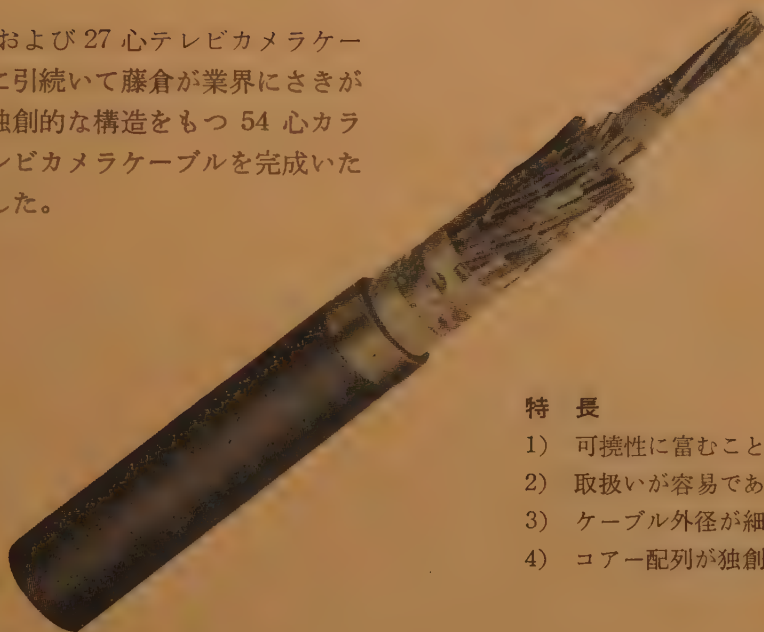
電気学会・電気通信学会・照明学会・テレビジョン学会

FIWCC

藤倉の

独創的なカラーTV カメラケーブルの完成

25 心および 27 心テレビカメラケーブルに引続いて藤倉が業界にさきがけて独創的な構造をもつ 54 心カラーテレビカメラケーブルを完成いたしました。



特 長

- 1) 可撓性に富むこと
- 2) 取扱いが容易であること
- 3) ケーブル外径が細いこと
- 4) コア配列が独創的であること

藤倉電線株式會社

本 社 東京都江東区深川平久町 1 の 4 電話 (641) 1111, 1131, 4156
工 場 東 京 ・ 沼 津 ・ 小 坂
販売店 大阪・福岡 出張所 名古屋・仙台
駐在員 札 幌

電 気 通 信 学 会 雑 誌 第 431 号

第 43 卷 (昭和 35 年 4 月) 第 4 号

目次

半 導 体 特 集

半導体特集号について		編集長	嶋津保次郎 (目次裏)
1. 半導体エレクトロニクスの現状と将来	正員	岡部豊比古	391 (1)
2. 材料の精製と性質			
2.1 ゲルマニウムおよびシリコン			
2.1.1 原料の精製法	正員	長 船 広 衛	397 (7)
2.1.2 単結晶の製法および性質	正員	大 塚 英 夫	400 (10)
2.2 化合物半導体	正員	高 林 道 睦	409 (19)
2.3 有機半導体	正員	嶋 山 内 子	413 (23)
3. 半 導 体 素 子			
3.1 半導体素子の製法	正員	武 田 行 松	413 (23)
3.2 トランジスタ			
3.2.1 高周波トランジスタ			
(A) 概 説	正員	柳 井 久 義	418 (28)
(B) 合金接合形	正員	菅 野 卓 也	424 (34)
(C) ドリフト形合金接合	正員	新 美 達 進	426 (36)
(D) ドリフト形成長接合	正員	岡 部 雄 治	429 (39)
(E) Mesa 形	正員	佐 藤 秋 比 古	431 (41)
(F) 合金拡散形	正員	吉 田 進 夫	436 (46)
(G) マイクロアロイ (MAT)	正員	藤 本 一 夫	440 (50)
(H) 電界効果形およびその他	正員	田 淵 誠 一	442 (52)
3.2.2 大電力用トランジスタ	正員	佐 方 利 道	445 (55)
3.2.3 スイッチ用半導体素子			
(A) スイッチ用トランジスタ	正員	今 岡 純 雄	448 (58)
(B) その他のスイッチ用素子	正員	伴 野 正 美	450 (60)
3.2.4 フォト・トランジスタ	正員	徳 山 精 一	454 (64)
3.3 ダイオード			
3.3.1 マイクロ波用ダイオード			
(A) パラメトロン増幅用	正員	白 田 哲 郎	456 (66)
(B) 周波数変換ならびに検波用	正員	喜 田 昭 一	459 (69)
3.3.2 エサキ・ダイオード	正員	西 沢 潤 一	462 (72)
3.3.3 整 流 体	正員	福 井 初 昭	467 (77)
3.4 その他の半導体素子			
3.4.1 太 陽 電 池	正員	矢 沢 清 弘	472 (82)
3.4.2 エレクトロ・ルミネセンス			
(A) 材料および特性	正員	林 一 雄	475 (85)
(B) 応 用	正員	藪 本 忠 一	480 (90)
3.4.3 電 子 冷 凍	正員	三 橋 広 二	484 (94)
3.4.4 ホール効果の応用装置	正員	菅 義 夫	486 (96)
4. トランジスタおよびダイオードの信頼度			
4.1 劣化の機構と信頼度	正員	新 美 達 也	489 (99)
4.2 雑音の発生機構	正員	色 摩 亮 次 郎	496 (106)
5. トランジスタの測定法	正員	滝 保 夫	500 (110)
6. 半 導 体 素 子 の 用 途			
6.1 スイッチ回路とその応用			
	正員	垂 井 康 夫	

6.1.1 電子交換	正員	遠藤一郎	506 (116)
6.1.2 デジタル形電子計算機への応用	正員	西野博二	511 (121)
6.2 計測・制御	正員	藤木久男	516 (126)
6.3 有線・無線通信			
(A) 有線通信機器への応用	正員	矢崎銀作	520 (130)
(B) 無線通信機器への応用	正員	深海規	524 (134)
6.4 放送(ラジオ・テレビ)	正員	樋渡涓二	529 (139)
6.5 半導体の特殊応用	正員	忍足博	534 (144)
7. 特許より見たトランジスタ	正員	相田実	538 (148)
	正員	大久保欣哉	
	正員	岸上利秋	
論文・資料			
短波 FS 電信に適した新形電氣的 AFC 方式	正員	道下久吉	545 (155)
	正員	川井一夫	
	正員	松田和長	
	正員	多田貞三	
	正員	大塚学	
S 曲線法による三端子対および四端子対			
回路素子の一測定法について	正員	小西良弘	554 (164)
酸化物陰極に蒸着された SrO 層中の Ba の拡散	正員	中村勝吾	561 (171)
コンデンサ・マイクロホンの円環分割形			
背極の機械インピーダンス	正員	山本武夫	567 (177)
正方形薄板状水晶振動子の輪廊振動	正員	橘篤志	573 (183)
ニュース			580 (190)
標準電波の偏差表		郵政省電波研究所	583 (193)
本会記事			584 (194)
採録決定論文名(4月編集会分)			(189)
会告			(前付)
電気通信技術委員会研究専門委員会開催通知			(")
第3回自動制御連合講演会講演募集			(")
昭和34年後期稲田記念学術奨励会受領者			(")
昭和35年連合大会講演論文集予約募集			(")

広告目次

表紙	前付	目次裏	中挟	後付
2 芝崎電機	1 エレクトロニクスダイジェスト	36 日本通信機	1 日本電氣	1 安立電氣
3 岩崎通信	2 東洋通信機	37 信和電機	2 日丸電	2 沖電氣
4 三菱電機	3 八富通電機	38 ユー・エス・エシヤテック	3 昌新商	3 共立電機
	4 富士通電機	39 日本高測電	4 日本電	4 東邦電機
	5 日立電機	40 三栄見浦電	5 高芝エ・ア・ブラウン	5 日下通電
	6 安住電機	41 小峰電機	6 小峰電機	6 日新中央電
	7 友黒電機	42 光横河電	7 光横河電	7 新松通電
	8 松下電機			8 太電中陽電
	9 日本電産電			9 中渡電氣
	10 日大電産電			10 中渡電機
	11 大興電産電			11 日山測電
	12 大井電産電			12 山緑電機
	13 大井電産電			13 山緑電機
	14 大井電産電			14 山緑電機
	15 大井電産電			15 山緑電機
	16 大井電産電			16 山緑電機
	17 大井電産電			17 山緑電機

表紙説明——バックは拡散形トランジスタの蒸着電極、左から拡散形、電解効果形、合金形トランジスタの試作品。

半 導 体 特 集 号 に つ い て

編集長 嶋 津 保 次 郎

今から4年前、すなわち昭和31年4月に、われわれはトランジスタ特集号を企画し発行した。時はちょうどわが国におけるトランジスタの台頭の時期にあっていたので、この試みは一般から大きな歓迎を受け、後にこれは「最新のトランジスタ工学」と名付けた単行本として刊行されるに至った。それから以後、トランジスタに関する諸技術はさらに驚異的な躍進をとげ、ほとんどその面目を一新するに至った。さらに現在においては、トランジスタの他にも、太陽電池、エレクトロ・ルミネセンス、あるいは電子冷凍など、半導体を利用した数多くの分野が開拓され、全世界的の規模をもって実用化が促進されている。わが国の通信ならびに電子工業界においても、この傾向は日増しに強くなり、半導体に関する製造会社や研究所の増設、強化が激しい競争のうちに進められつつある。

このような情勢のもとにおいて、会員諸賢の御要望に応えて、ここに「半導体特集」を企画した次第であるが、これにおいては、トランジスタとダイオードとが最も重要な部門であるので、それに多くの紙面を用いることとした。またトランジスタに関しては前回のトランジスタ特集号の後を受け、主としてその発行以後に進歩発展した諸問題を取りあげることとし、半導体材料に関しては、前の特集号において主としてゲルマニウムに関する記述がなされてあるので、今回はシリコンならびに化合物半導体を主として論ずることとした。したがってこの半導体特集号を読まれる場合には、トランジスタ特集号を常に参照しながら進めるのが便利であろうと考えられる。

この特集号において、特に重点を置いた項目は第3章の高周波、大電力用、ならびにスイッチ用トランジスタである。真空管を完全にトランジスタで置き換えるためには非常に高い周波数まで、しかも大きな電力

レベルで動作し得る特性のものが手軽に供給されねばならないし、また電子計算機や電子交換機のためには、スイッチ用素子として望まれる特殊な性能を備えたものが必要となると考えられるからである。

ダイオードとしては、最近話題のエサキ・ダイオードや、マイクロ波用のものを取り上げている。前者は高速計算機の用途のため注目を集めているものであり、後者はパラメータ増幅、ならびにミリ波通信のために重要視されているものである。その他、電源用としての整流器や、太陽電池に関してはシリコンを主として記述がなされている。

トランジスタも実用化されてからかなりの年月がたち、今やその信頼度を検討し得る段階に到達しているようである。そこで、劣化の機構や雑音発生機構について概観し、これら素子の信頼度を検討している。

最後に第6章において、それまでに述べた諸種の半導体素子がどのように応用されているかを述べている。ここにおいても、特別なものを除けばトランジスタが主役を演じているのであるが、スイッチ回路を電子交換機と電子計算機とに分け、また計測・制御、有線・無線通信、放送などのため、トランジスタを用いたどのような代表的回路がどのように利用されているかを示している。

以上述べたような趣旨と構成とによりこの半導体特集号を企画し、編集し、発行の運びに至ったのであるが、幸いにも執筆者としてこの方面で、現在わが国における第一人者と目される方々に御担当を願えたことは、会員諸賢ともども欣快に耐えないところである。本特集号が、再び江湖の歓迎に迎えられ、この方面における発展の一助ともなるならば誠に幸いとするところである。

半 導 体 ・ 特 集

特 集 記 事

UDC 621.37/.39 : 621.382

1. 半導体エレクトロニクスの現状と将来*

正 員 岡 部 豊 比 古 (東京芝浦電気マツダ研究所)

(1) 半導体エレクトロニクス

エレクトロニクスは、電気信号を媒介とする情報の伝達と制御の技術として理解することができる。従来この電気信号を取り扱う素子としてはもっぱら真空管が用いられてきたが、これは真空管が広い周波数帯域の電気信号を取り扱うことができるただ一つの活性素子であったことに基づいている。周波数帯域が広いほど多くの情報を取扱うことはよく知られている。

真空管が広い周波数帯域を取り扱うのは、その動作原理を真空における電子の運動に依っているからであって、電子は質量が世の中で一ばん小さく、しかも電気を帯びているから、その運動を電氣的または磁氣的な力で制御することができるわけである。そして真空は電子の運動に対して、まったく邪魔物のない空間と考えてよく、この中に放出された電子には電界や磁界を加えることも容易である。

このように真空管は広い周波数帯域を持つ電気信号を取り扱うものとして理想的なものではあるが、まず第一に真空をつくることが必要であり、またこの真空の中に電子を放出させなければならない点が面倒である。そこで固体の中の電子の運動を、外部に取出すことなく制御したいという要求がおこる。

実際には固体の中の電子を利用した素子は案外古くからあったもので、鉱石検波器、亜酸化銅整流器、セレン光電池などはその例である。しかしながら、これらの動作の原理は当時十分には理解されていなかった。第二次世界大戦後、固体に関する物理学が急速に進歩し、特に半導体内の電子のはたらきが究明された結果、1948年にいってトランジスタが発明され、固体内の電子を利用して真空管と同様なはたらきをさせ

たいという長年の夢が実現された。その後トランジスタは補聴器、ラジオ受信機、電子計算機などに恰好な応用面を見出して、工業的にも急速に発展し半導体エレクトロニクスと呼ばれる新しい分野が成立した。現在トランジスタはすでにエレクトロニクスの素子として真空管に対抗する地歩をしめており、将来ますますその比重が重くなることは間違いない。またトランジスタほどには実用になっていないが、太陽電池やパネル照明のような光・電気の変換装置や、電熱素子や電子冷凍のような熱・電気の変換装置などにも半導体素子が利用され、将来の発展が期待されている。

(2) 半 導 体 材 料

半導体エレクトロニクスの素子として工業的に重要なのはトランジスタとダイオードであり、これに使用される材料は現在のところ、ほとんどゲルマニウムとシリコンに限られている。このほか InP, GaAs, SiC などの化合物半導体も研究されたが、まだ工業的に使用されるにはいたっていない。これらが実用化されれば、ゲルマニウムやシリコンよりもはるかに高温まではたらく素子がえられる点に希望がもたれる。

ゲルマニウムは亜鉛などの鉱石中に少量含まれ、亜鉛精製の際の副産物として生産される。このようにしてえられたゲルマニウム原料は沸点の低い塩化物とされ、含有不純物を塩酸抽出および蒸溜によって分離したうえ、加水分解によって酸化ゲルマニウムに変える。これを水素還元するとかなり純度の高いゲルマニウムになるが半導体素子を作るにはまだ純度が十分でない。これを不純物が固相中よりも液相中に溶解しやすい事実を利用した帯溶融法によって、必要な純度まで精製する。こうしてえられた高純度のゲルマニウム・インゴットから、所定の不純物濃度の単結晶をつくるのにも帯溶融法と同様の方法が用いられる。すなわちインゴットの一端に所定の不純物を含む単結晶を種として溶接し、種の部分から溶融帯を移行させる

* 1.—Present and Future Status in Semiconductor Electronics. By TOYOHICO OKABE, Member (Research Laboratory, Tokyo Shibaura Electric Co., Ltd., Kawasaki), [資料番号 4619]

と、均一な不純物濃度をもつ単結晶がえられる。単結晶をうるいま一つの方法に結晶引上げ法があり、どちらも工業的に用いられる。

このようなゲルマニウムの精製から単結晶の成生までの工程は現在では工業的に確立したといえる。

一方シリコンは造岩物質として地球表面上にきわめて豊富に酸化物の形で存在するが、精製がゲルマニウムに比して困難なため、値段も高く素子の製作もむずかしい。精製にはやはり沸点の低いハロゲン化物あるいはハロゲン化シランとし、これの分溜によって精製する。還元にはいろいろの方法があり、製造会社によって独特の方法を採っている。この方面の技術に関してはドイツの Siemens やフランスの Pechiney などヨーロッパの会社の方がアメリカの会社よりもすぐれているようである。

シリコンの精製がむずかしいのは、融点が高くて、耐火物を侵しやすいこと、B, P, As などに対して帯溶融法の効果が十分でないことなどのためであって、製造工程はまだ確立されたといえるまでにはなっていない。ルツボからの不純物の侵入を防ぐためにフローティング・ゾーン法など溶融帯がルツボと接触しない帯溶融法が採られている。不純物としては Fe, Cu, Au などが重要であるが、工程中で入ってくるガスの影響も無視できない。たとえばシリコン中の酸素は熱によって導電形が変わる現象の主役を演じているだけでなく、捕獲中心を導入したり、格子不整の原因になったりするらしい。

化合物半導体としては周期表の IV 族に属する元素相互間と、III 族と V 族との間のものが主として研究されており、結晶形も VI 族元素の結晶形と類似であることから、その性質にも類似性があることが発見されている。これらの化合物半導体はまだ研究の段階と見られ、工業的利用は将来のことに属するが、たとえば InSb における異常に大きい電子移動度のように、IV 族元素のゲルマニウムやシリコンではえられない性質も実現できるから、新しい応用分野が期待される。また III-V 族化合物半導体のほかにも、たとえば Bi_2Te_3 のような化合物半導体は熱、電気変換素子として有望であるし、 CdS , Sb_2S_3 , PbS などは光・電気変換素子として重要である。

(3) トランジスタ

半導体素子として工業的に重要なのはトランジスタと半導体ダイオードとであることはすでに述べた。中

でもトランジスタは半導体の中の電子の運動を制御して真空管と同様な増幅、発振、検波、変調などのはたきをさせることができ、しかも小形、軽量で動作に要する電力が少なくてすむなどの長所があるため、補聴器、ポータブル・ラジオ、電子計算機などの分野ではすでに真空管にとってかわった。わが国では特にトランジスタを用いたポータブルラジオの製造が盛んで、主にアメリカに輸出されている。昨年 1 年間のエレクトロニクス関係の輸出金額は約 370 億円であるが、その 8 割はラジオ受信機によるもので、ラジオ受信機の 7 割はトランジスタ・ラジオでしめられた。

このようなトランジスタ・ラジオ・ブームに支えられて、わが国のトランジスタの生産高も急速に増大し、月産数量は昨年 6 月にはアメリカをおい越して第 1 位になった。

このようにトランジスタの工業的發展はめざましいものがあるが、性能的に真空管に及ばない点が二つある。一つは周波数特性が悪い点で、他は取扱いうる電力が小さい点である。そこで最近のトランジスタの技術的な努力は周波数上限を高くすることと、取り扱いうる電力を増すことに集中されている。

トランジスタの周波数特性が真空管に及ばない主な原因は、半導体内のキャリアの運動を利用するために外部から電界を加えにくく、加速電界をかけることができないことにある。すなわちエミッタからベース領域に注入された少数キャリアは、ベース中を拡散してコレクタまで移動するのであって、真空管のように加速電界でひっぱられることがない。このため少数キャリアの走行時間が大きく、高い周波数になると動作しなくなる。この走行時間を小さくするために、ベースの幅を狭くすることがまず実行され、ある程度の成功をおさめた。ついでベース領域に加速電界を導入することが考えられ、いわゆるドリフト・トランジスタが発明された。これはベース領域の不純物濃度を、エミッタに近い方を密に、コレクタに近い方を疎にすることによってベース内に少数キャリアに対する加速電界をつくるものである。このように不純物濃度の分布が一様でないと、ベース領域の多数キャリアはエミッタに近い方で密で、コレクタに近い方で疎になる。そこでベース領域に電界がなければ、多数キャリアはエミッタからコレクタに向かって拡散しようとする。実際にはこれを妨げるような多数キャリアに対する減速電界が発生して、ベース内の多数キャリアの移動を防ぐことになる。多数キャリアに対する減速電界は、電

荷の符号が逆の少数キャリアに対しては加速電界になるわけである。今日、特に高周波をねらって開発されたトランジスタは、製法や製造会社によっていろいろに呼ばれているが、動作原理からみれば、いずれもドリフト・トランジスタとみなされる。

このようにベース領域内に不純物の濃度こう配をつくるには、不純物の固体拡散を利用する。従来、接合形トランジスタを作る主な方法に合金法と成長法の二つがあった。合金法ではベースになるべき導電形の単結晶から小片を切り出し、その両側に反射の導電性を与える不純物の小粒をつけて適当な温度に熱すると、接統部が溶けて合金化がおこなわれ、つぎに冷却すると再結晶する。この再結晶した部分はもとの単結晶とは反対の導電性になっていて、エミッタおよびコレクタになるわけである。一方、成長法には単結晶を引上げ法でつくる過程において、適当な不純物を 2 度加えて単結晶をつくと同時にトランジスタにする。このような作り方では、ベースの不純物濃度は一様とみなされるが、これに固体拡散法を併用することによりベース内の不純物濃度に傾斜を与えるわけである。具体的方法については別に詳しく述べられているから、ここでは触れないが、固体拡散法によってベース内に不純物濃度の傾斜を与えることは、高周波トランジスタの周波数上限を高めるうえに本質的な役割を演じていることを注意したい。

以上トランジスタの周波数特性をよくするために、主としてキャリアのベース領域走行時間を短縮することを考えたが、このほかコレクタ静電容量の小さいこととベース広がり抵抗の小さいことも高周波用トランジスタとしては重要である。静電容量を小さくするには電極の面積を小さくする必要があるから高周波用トランジスタは寸法の小さいものになり、加工がむずかしくなる。ついでながら、ベース内に不純物濃度の傾斜をつけることはコレクタ静電容量を小さく保つことにも、またベース広がり抵抗を小さくすることにも役立っていることを注意したい。コレクタ側の不純物濃度が小さいことはコレクタ静電容量を小さくするのに役立ち、エミッタ側の不純物濃度が大きいことはベース広がり抵抗を小さくするのに役立っている。

ともあれトランジスタの高周波数化の努力は、なみなみならぬものがあり、合金法に固体拡散法を併用したドリフト・トランジスタ、メサ・トランジスタ、マイクロ・アロイ・ディフューズド・トランジスタや成長法に固体拡散法を併用したグローン・ディフューズ

ド・トランジスタ、ディフューズド・メルトバック・トランジスタなど各種の高周波トランジスタが考案されている。中でもメサ・トランジスタは高周波トランジスタの本命と見られ、アメリカでは α シ断周波数 500 Mc 程度のものがすでに商品化され、研究室では 7000 Mc で発振するものも得られているという。わが国でも各所で試作がおこなわれているから、製品が現われるのも間もないことと思われる。しかしながら、このような方法による高周波性能の向上にはおのずから限界があり、実用的には 1000 Mc どころとみられる。この周波数の壁をやぶるには何か新しい原理に基づく飛躍が待望される。電界効果トランジスタやスペイシスタなどに期待をかけた時期もあったが、むしろメーバやエサキダイオードのような二端子負抵抗素子の方が有望のようにみえる。

大電力トランジスタの問題には、熱的な面と電気的な面とがある。熱的な問題の一つは、使用する材料によってトランジスタ作用のある温度に制限があることで、ゲルマニウムでは高々 100°C、シリコンでは 200°C が限度である。この点からはシリコンの方が大電力用に適することになる。さらに SiC のような材料が使用できるようになれば、500°C くらいまで使えるみこみはある。熱的な問題のいま一つの点は、コレクタで発生する熱を有効に取り除くことで、熱抵抗の小さい通路をつくって熱を取り除くような構造にしなければならない。最大許容電力損失を大きくすることは熱抵抗を小さくすることにはかならない。

大電力トランジスタの電気的な問題は、大電流、高電圧ではたらかせることである。一般に電流密度が大きくなると、ベース内のキャリア濃度が大きくなってエミッタ効率が低下し、電流増幅率が小さくなるから、大電流を取扱うにはなるべく電極の面積を大きくしたい。しかし電極の面積の大きい一様な接合をつくることは技術的にむずかしく、面積が大きいほど耐圧が低くなりやすい。さらに大きい面積の電極を実現しえたとしても、大電流になるとベース電流によるベース内の電圧降下のために、電極の全面積が有効にはたらかなくなる。そこで電極を細長い短冊形にした構造のものが作られ、電極の面積は大きくてもベースの横方向の長さは短くなるように工夫された。

つぎにコレクタの電圧を高くすることであるが、一般に pn 接合の耐逆電圧は、なだれ破壊によってきまるものと今日では考えられている。空乏層にできる高い電界の中で、キャリアが加速されると、結晶原子と

衝突して、これから価電子をたたき出すようになるが、このようにしてできた電子、正孔の対がさらに加速されてイオン化を繰返すようになると、連鎖反応的に電子・正孔の対がふえて大きな電流が流れ、破壊するにいたる。このなだれ破壊によってきまるコレクタ電子はベースの不純物濃度が小さいほど高くなることがわかっている。しかしコレクタ電圧はいま一つ突きぬけ現象によっても制限される、突きぬけ現象はコレクタの電圧が高くなって、コレクタ接合の空乏層がベース層を突きぬけてエミッタ接合に達することによっておこる。こうなるとコレクタとエミッタとが短絡されたと同様になりトランジスタ作用は失われる。そしてこの突きぬけ電圧はベースの不純物濃度が高いほど高くなり、なだれ破壊の方の要求とは逆になる。

トランジスタの高周波化に対して有効であった固体拡散によるベース領域の形成は大電力のトランジスタに対しても有利である。すなわち一様で広い面積の接合をつくるのに適当であるばかりでなく、コレクタ側の小さい不純物濃度はコレクタのなだれ破壊電圧を高くするのに役立ち、エミッタ側の大きい不純物濃度は突きぬけ電圧を高くするのに役立つわけである。

一般に成長法で作ったトランジスタはコレクタ広がり抵抗が大きく、ここでジュール熱を発生すること、ベース広がり抵抗も大きくなりやすいことのために大電力トランジスタには向かない。合金法に固体拡散法を併用し、短冊形電極にするのが、もっとも有望であろう。

現状ではコレクタ損失 100 W、コレクタ耐圧 120 V 程度のものが商品化されているが、コレクタ損失の方は将来 1 けたくらいはあがると思われる。さらに飛躍的な向上は SiC のような高温で使用できる材料の開発をまっしてはじめて可能になるであろう。

いままで高周波性能の向上と大電力化とを別々と考察したが、それぞれに対する要求には矛盾するものがあり、高周波大電力のトランジスタをうることはもっとも困難な問題である。

トランジスタは特にスイッチ用として適当な性能をもっている。すなわち導通時の接点の抵抗および電圧降下がきわめて小さく、シャ断時の接点間抵抗も十分大きい。しかしスイッチの速さ、許容電圧、許容電流の点はまだ真空管やサイラトロンに及ばない。そこで大電力の高速度スイッチがもっとも困難な要求であって、それぞれの目的に応じたスイッチ専用の素子がいろいろ考察されている。

(3) ダイオード

ダイオードの用途を大別すると、マイクロ波用と電力整流用となる。戦時中、電波兵器に用いられて半導体エレクトロニクスの基礎になったのは、 p 形シリコンに金属針を点接触したダイオードであったが、今日でもマイクロ波の混合器にはシリコンダイオードが用いられる。マイクロ波用としては障壁容量 C_j と広がり抵抗 R_s との積 $R_s C_j$ の小さいものがよい。

$R_s C_j$ 積を小さくするには針の直径を小さくすることが必要である。また半導体ベースの厚さ W を針の直径よりも小さくすると $R_s C_j$ 積は半径には無関係になり W に比例するようになるから、 W を小さくすると性能が向上する。マイクロ・エッチ・ダイオードはこの考えを実現したもので、 W は 4×10^{-5} cm くらいまで小さくすることが可能である。

材料の面で $C_j R_s$ 積を小さくするには誘電率が小さく、多数キャリアの数が多く、その移動度の大きいものがよい。不純物濃度をふやすと多数キャリアはふえるが移動度が小さくなるので最適の不純物濃度があるわけである。この点では n 形ゲルマニウムで不純物濃度 $3 \times 10^{18}/\text{cm}^3$ が最適の材料であるといわれている。

混合器用のダイオードは順方向のコンダクタンスの非直線性を利用するものであるが、最近ダイオードを逆方向にバイアスしたときの障壁容量の非直線性を利用してパラメータ増幅をさせるメーバが各所で開発されている。これに使用するダイオードとしては、最小障壁容量 C_{\min} と広がり抵抗 R_s の積 $C_{\min} R_s$ の小さいものほど高い周波数まで使用できる。また電圧による障壁容量の変化の大きいことが望ましい。パラメータ増幅については別に詳しい説明があるから、それにゆずるとして、信号周波数よりも高いポンプ周波数で励振すると、信号周波数に対してダイオードが負性抵抗を呈することが動作の原理である。これは信号周波数がポンプ周波数と混合して別の周波数になり、それがいま一度ポンプ周波数と混合してもとの信号周波数にもどるときにはじめの信号周波数を強めるような位相をとって、結局正帰還になることによる。

マイクロ波または UHF の増幅、発振用素子として、あるいはむしろ高速度スイッチ用素子として有望なものにエサキ・ダイオードがある。わが国の江崎氏によって発明されアメリカで大々的に開発がおこなわれている。これも負性抵抗であるが、ダイオードそのものの特性であってポンプ電力を必要としない点が有利である。すなわちゲルマニウムまたはシリコンの pn 接合で不純物濃度を $10^{18}/\text{cm}^3$ 程度に大きくすると順方向の低電圧領域に負性抵抗の部分が現われる。これは不純物濃度が増加するにつれて接合部の電位障

壁の幅が狭くなって、そこに $5 \times 10^6 \text{V/cm}$ 程度の強い電界が発生し、トンネル効果で多数キャリアが電位障壁をつきぬけて移動することによると説明されている。このように少数キャリアの走行時間による制限がまったくないから原理的に高い周波数まで使用可能である。また不純物濃度がきわめて大きいので、放射線にさらされても特性がほとんど影響をうけないことはトランジスタにまさる大きな利点である。半導体としてはゲルマニウム、シリコンのほかに GaAs, GaP もアメリカで試みられている。

整流用のダイオードでは、まずゲルマニウムを用いたものが開発され、電気化学工業用の直流電源に用いられてきたが、その後シリコンを用いたダイオードが実用化されるにおよんで、電圧の高いものをつくりうることを、高い温度に堪えることなどの点からシリコンの方が本命とされ、電気鉄道用としても注目されている。亜酸化銅整流器、セレン整流器なども半導体整流器であるが、ゲルマニウム、シリコンなどが単結晶の pn 接合でできているのに対し、 p 形または n 形の多結晶と金属の境界面に生ずる障壁で整流が行なわれる点が異なる。一般に単結晶整流器の方が多結晶整流器より逆耐電圧が高くまた電流密度も大きくなしう点ですぐれている。しかしセレン整流器も単結晶整流器にくらべ回路、保護装置などを簡単にできる利点があるので、用途によりまだ十分存在価値を保っている。

半導体整流器は効率が高いこと、静止機器であって保守が簡単であること、寿命が半永久的であること、小形であることなどの利点のために水銀整流器や接触変流器にとってかわる情勢にある。さらに最近開発されたシリコン・コントロールド・レクチファイアは、サイラトロンと同様に導通の時期を制御できるので、サイラトロンの分野にも進出するであろう。

(5) その他の半導体素子

トランジスタやダイオードほどには工業的に伸びてはいないが、半導体のさまざまな性質を利用した素子がいろいろと考案されている。

まず半導体の抵抗が温度によって著しく変化することを利用したものにはサーミスタがある。ニッケル、マンガンなどの金属の酸化物の混合物からできていて、温度があがると抵抗が小さくなるが、その温度依存性が指数関数的で温度による変化が大きい。これを利用してトランジスタ回路の温度補償に用いたり、温度計やマイクロ波の測定などに用いられる。

半導体素子にはまだ熱・電気変換素子として有望なものもある。熱電現象の一つに Peltier 効果があるが、これは 2 種類の導体の境界を横切って電流が流れるとき、電流の方向によって熱の吸収あるいは発生が見ら

れる現象である。これを冷却に用いれば機械部分がまったくなく、単に電流を通ずるだけで冷却がおこなわれるから音のしない冷凍機が得られる。また電流の方向により吸熱にも発熱にもなるから一つの装置で冷房にも暖房にも使え、常温付近の恒温槽などに用いて好都合である。最近、半導体材料の進歩とともにこのような装置の試作がアメリカやソ連などで進められ、わが国でも研究されている。現在この目的に用いられる材料は化合物半導体が多く、 Bi_2Te_3 の n 形と p 形との組合わせ、あるいは n 形の Bi と p 形の Bi_2Te_3 や n 形の PbTe と p 形の Sb_2Te_3 などがある。しかし技術的にいま一段の飛躍的な進歩がないと家庭用電気冷蔵庫として経済的なものはえられそうにない。

熱電現象には Seebeck 効果と呼ばれるものもある。これは 2 種類の導体で閉回路を作るとき、その二つの接触点に温度差があると、この回路中に起電力が発生する現象である。この現象を利用したものとしては、古くから熱電対があって温度測定に用いられてきたが、金属を用いたこの種の熱電素子の変換効率はきわめて低かったため、これをエネルギー利用の目的に用いることは不利であった。しかし半導体を用いた熱電素子にははるかに効率の高いものが見出され、エネルギー源としても見込みが出て来た。この目的の材料としては、さきの冷却用のものと同じく n 形の Bi_2Te_3 と p 形の Bi_2Te_3 、 n 形の Bi と p 形の Bi_2Te_3 、あるいは PbS と ZnSb の組合わせなどが好適とされている。

つぎに光電変換素子としても半導体はいろいろな面で活躍している。半導体に光をあてると、その電気抵抗が小さくなるという現象は古く金属セレンで発見され、光電現象と呼ばれる。これを利用した装置の一つに光導電セルがある。初期の光導電セルにはセレンが用いられたが、最近では CdS が最も広く用いられており、また PbS は赤外部に感度が大きいから赤外検出器としての用途がある。

CdS セルには単結晶のものと粉末を固めたものがある。前者は可視光に対する光電感度が現在のところ光導電物質中の最高であって、小形高感度のセルがえられる。しかし小形であるため電流容量が小さく、用途が制限される。後者は CdS 粉末を適当な基板の表面に吹きつけて焼結した層に二つのくしの歯状の電極を交互にさし入れた形に設けて、大面積の光導電面をうるようにしたもので、電流容量が大きくなるから応用面が広い。最近ではテレビ受像機の自動輝度制御や光による遠隔操作から街路灯の自動点滅装置などにまで用いられている。

光導電材料はまたテレビ撮像管のビジコンのターゲットとしても使用される。現在では Sb_2S_3 が最も広く用いられているが、CdS, PbO, PbS などを用いたも

ものもある。

最近現像液を用いない写真として注目されている電子写真にも光導電物質が用いられる。現在材料としてセレンを用いるセログラフと、 ZnO を用いるエレクトロファックスとがある。一例としてセログラフについて述べると、これの感光板はアルミ板上にセレンの薄膜をつけたものである。これに外光をしゃ断した暗所で、コロナ放電によって一様な正電荷を帯電させると感光性が与えられたことになる。これをカメラに装着して適当に光にさらすと、光像の明暗に応じて光導電膜の抵抗がへって電荷が失われるので、感光板上には正電荷による陰画像がえられる。これに負に帯電した黒色微粉末レジン を撒布すると、帯電像の電荷の多少により吸着される粉末の密度が異なるので、レジン粉末による画像が現われる。これに白紙をかきね背面からコロナ放電をさせてレジン粉末を紙面の方に移し、適当に加熱して紙面に融着させればよい。使用済みの原板は表面を清掃して反復使用することができる。このように電子写真は処理が簡単で時間が少なくてすむので、感度の点や解像度の点にまだ問題はあるが、複写などには好適で今後急速に普及するものと思われる。

半導体の pn 接合に光をあてるとそこに電子、正孔対が発生するが、発生した電子は n 領域へ、正孔は p 領域へ引きよせられる。この結果 n 領域は負に p 領域は正に帯電して電位差を生ずる。これが光起電力効果である。この光起電力効果を利用したものにはセレン光電池、亜酸化銅光電池などが古くからあって測光などの目的に使用されているが、シリコンの pn 接合の場合には光電変換効率が従来の光電池に比べて格段に高いので、太陽電池として開発された。太陽電池が人工衛星の電源に用いられていることはよく知られているが、無人中継所や灯台の電源などにも用いられつつある。太陽電池用の材料としては CdTe や GaAs なども有望で理論的には 24% の変換効率が期待される。シリコンでも 20% 程度の理論的な値が期待されるが現在までに報告された実際の効率は 11% である。

半導体の pn 接合に逆方向のバイアスをかけておくと電流はほとんど流れないが、これに光をあてると電子・正孔対が発生し、それが pn 接合を越えて流れることになり電流がふえる。これがホト・ダイオードで、光電管に相当する半導体素子である。普通のトランジスタのベースに端子をつけず、光をエミッタとベースの接合部にあてると、ダイオードに比べて感度のよい素子がえられる。これがホト・トランジスタである。小形で感度がよいので用途が広い。

半導体にはまた発光現象がある。紫外線や電子線であたたいたとき発光するけい光物質も半導体で、けい光

灯やブラウン管に広く用いられていることはよく知られている通りである。また半導体に強い電界をかけると発光する現象があって、エレクトロ・ルミネセンスと呼ばれる。この種の材料を 2 枚の電極の間にはさみ、交流電圧を加えると発光するから、その電極の一つを透明にしておけば面照明を実現することができる。面照明は影を生じない点が理想的で、第三の照明などといわれている。現在は材料として ZnS が用いられているが、明るさがまだ十分でないから一般照明に使用されるにはいま一段の飛躍が必要である、しかし現在の明るさでも航空機や自動車の計器盤の照明などには使用されはじめた。

最後に半導体の磁気効果を利用したものがある。電流の流れている導体に電流と直角方向の磁界を加えると、電流と磁界の両方に直角な方向の起電力が発生する現象は Hall 効果として古くから知られている。この効果は電流と磁界の強さに比例し、キャリア濃度に逆比例するが、ゲルマニウムのような半導体は金属に比べてキャリア濃度が小さいから Hall 起電力を利用するには有利である。電流一定の条件のもとでは Hall 起電力は磁界に比例するから、これを利用して磁界を測定することができる。Hall 起電器はきわめて小形につくれるから、磁界分布の精密測定に適する。また磁界一定の条件では電流に比例する起電力がえられることから、回路中に測定器を入れることなく大電流の測定をおこなうこともできる。このほか Hall 起電力が磁界と電流の積に比例することを利用して一つの量を磁界に、他の量を電流に対応させると二つの量の相乗積を求めることもできるなどいろいろの用途がある。

(6) 応 用 面

いままでのところ工業的に発展しているのは、ダイオードとトランジスタで、わが国ではすでに受信真空管に匹敵する生産数に伸びている。しかしその用途はラジオ受信機が大部分である。テレビ受像機にも技術的には使用できるが経済的には受信管に及ばない。高周波トランジスタと電力用トランジスタの性能とコストが一段と改善されなければ、一般用テレビ受像機にはまだ無理のようである。しかしポータブル受像機のような特殊なものには存在価値がみとめられ、わが国では各社で製品化の動きが活発である。

しかしトランジスタやダイオードが今後活躍するのはむしろ工業的な用途で、小形、軽量で電力消費が少なく寿命が半永久的であるなどの長所は、この方面でこそ活用されるべきものと考えられる。すでに電子計算機では真空管を駆逐する形勢がみられており、今後トランジスタの発達に伴ってますます応用面はひろがることは間違いない。

2. 材料の精製と性質

2.1 ゲルマニウムおよびシリコン

UDC 546.289.05

2.1.1 原料の精製法*

正員 長 船 広 衛

(日本電気株式会社)

Ge および Si の原料の良きの規準は、単結晶製造の容易なこと、十分な純度を持ち、純度にばらつきの少ないことである。こゝで問題となる純度については、いわゆる化学的な純度というより電気特性的な純度でアクセプタやドナーになる3価および5価金属が第1義に取り上げられ、第二に少数荷電体の再結合中心になる Ge の Fe, Ni, Cu など, Si の Fe, Cu, Au など取上げられ、その他不純物の種類によっては半導体装置の作用にどのように働くかまだよく知られていないものが多い。Ge 中の微量の酸素のようにほとんど無作用と考えられるものもある。

(1) ゲルマニウム⁽¹⁾

資源や精錬は省くが、これから Ge は粗四塩化ゲル

マニウム (GeCl_4) の形で得られるので、精製工程としては GeCl_4 の精製からはじまる。この場合トレーサとなる不純物はヒ素 (As) とホウ素 (B) で、とくに As は3価の塩化物が GeCl_4 の沸点でかなりの蒸気圧を持つから単純な蒸溜だけでは除去が困難で、後者は容易に分溜精製ができる。したがって蒸溜精製に As 除去の特別な配慮を付加する方法がとられる。その一つは塩酸による五塩化ヒ素の抽出で、7~8 N の塩酸と GeCl_4 と混合、酸化剤として Cl_2 ガスを通ずる。この溶媒抽出だけで比抵抗 $1\sim2\ \Omega\text{cm}$ の純度が得られるが、普通蒸溜法が併用される。As 除去を蒸溜法と組合わせる他の方法では GeCl_4 ガスを銅線と接触させ As を銅に付着させる⁽²⁾。蒸溜にあたっては容器の壁より不純物を抽出する恐れがあるから溶融石

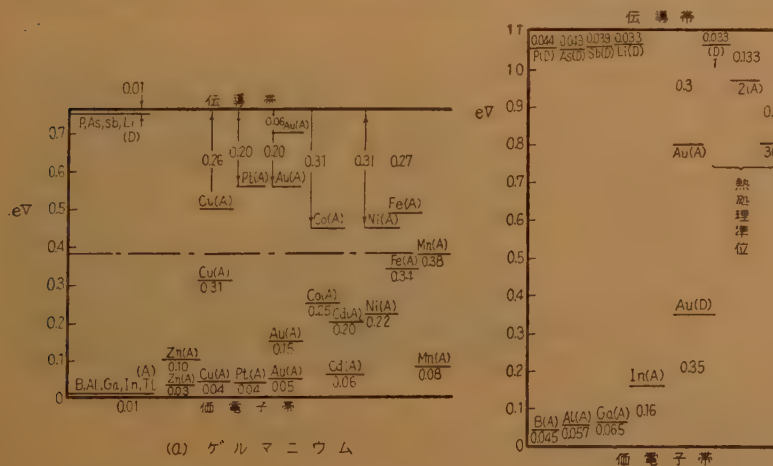


図1 ゲルマニウムおよびシリコン不純物準位

* 2.—Purification of Semiconductor Materials and Their Characteristics.
2.1-Germanium and Silicon.
2.1.1-Purification of Materials. By HIROE OSAFUNE, Member (Nippon Electric Co., Ltd., Tokyo).
[資料番号 4620]

英容器が用いられ、塩素ガス中に溶けて逃げる GeCl_4 をおさえるため -20°C 程度の冷却器を要し、さらに塩素ガスの放出を避ける配慮が必要である。 GeCl_4 の保存には冷蔵庫を使用する。

精製 GeCl_4 は不安定なので加水分解により二酸化ゲルマニウム (GeO_2) にするが、こゝで一番問題になるのは純水で非常に高度の純度 (比抵抗 $10\ \text{M}\ \Omega\text{cm}$) が必要で、同時に非常に清浄な部屋で行なう。加水分解タンクは外部を

水冷し、生成 GeO_2 は熟成して、ろ過を容易にする。乾燥は $150\sim300^\circ\text{C}$ の窒素気流中で行なわれる。商品としてはこの二酸化ゲルマニウム、還元インゴット、偏析インゴットの形で取引される。

還元法としては色々な方法があるが、半導体工業用としては水素還元だけが実用されている。還元スケジュールとしては GeO の昇華点 710°C になると損失が多くなるので、 $650\sim 680^\circ\text{C}$ の水素炉中で数時間還元して灰緑色の粉末 Ge として、 $1,100^\circ\text{C}$ 程度の水素炉で熔融インゴットにする。還元反応の速度はガスの拡散によりきまるから、特に面倒な考慮はいらず十分な水素流量があれば原料の量で還元時間がきまる⁽⁴⁾。ポート材料は普通原子炉用人工黒鉛が使用され、原料とインゴットの容積比は 5:1 程度であるから、広い面積のポートの中心に溝を掘る方法が便利である。処理量は 1 ポート数 kg、生産量に応じバッチ方式か連続方式がとられる。

ゲルマニウムの場合には以上の化学精製は、つづいて行なわれる Zone-refining (帯溶融精製) の予備工程といっても過言でない程有効な手段であり、この Zone-refining は Pfann 等が発明したことはあまりにも有名で⁽⁵⁾、半導体精製に不可欠の技法であると同時に金属精製にも広く応用されるようになった。原理はいたって簡単で、ある不純物をもつ金属の一部分が溶け、一部分が固体のとき液相中の不純物濃度を C_L 、液相と接する固体の境界層中の不純物濃度を C_S とし、平衡している場合その比 $C_S/C_L \equiv K$ は不純物が少なれば物質の種類できまり、偏析係数(分布係数)とよばれ一般には 1 よりずっと少ない数である。この現象を偏析現象とよぶ。帯溶融法はこの現象をたくみに利用したもので、細長い半導体インゴットの一部を加熱溶融して狭い溶融帯を作り、この溶融帯をインゴット的一端から徐々に他端へ移動させる。そうすると溶融帯の前面ではインゴットと一緒に不純物をとかし込み、後面では $K \ll 1$ の場合には比較的純粋なインゴットが析出する。このよ

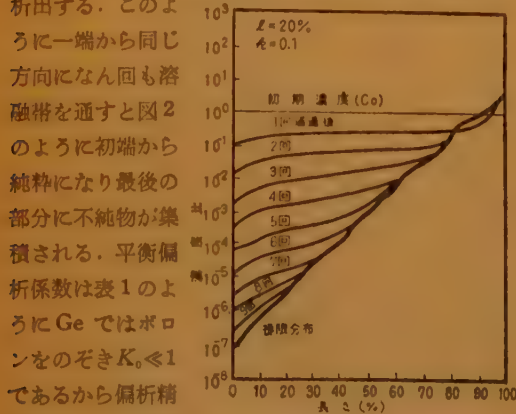


図2 ゾーンリファイニングの進行

表1 平衡分布係数 k_0

溶元	質素	4価共有結合原子半径	$k_0 = C_S/C_L$	
			Ge	Si
B		0.88	~ 20	0.9
Al		1.26	0.10	0.004
Ga		1.26	0.10	0.1
In		1.44	0.001	5×10^{-4}
Tl		1.47	4×10^{-5}	—
P		1.10	0.12	0.35
As		1.18	0.04	0.3
Sb		1.36	0.003	0.04
Bi		1.46	4×10^{-5}	—
Sn		1.40	0.02	0.02
Li		—	> 0.01	—
Zn		1.31	0.01	—
Cu		1.35	1.5×10^{-3}	4×10^{-4}
Ag		1.53	10^{-4}	—
Au		1.50	3×10^{-5}	3×10^{-5}
Ni		—	2.5×10^{-6}	—
Co		—	10^{-6}	—
Ta		—	—	10^{-7}

で、数回の溶融帯の通過で真性半導体に近い部分が約 80% 得られる。

この方法の実際は 1~2 kg の Ge インゴットを細長い黒鉛ポートに入れ、外部より部分的に加熱して溶融帯を作り、各溶融帯の幅はせまく、溶融帯間に固体部分を常に保

つ。加熱方式は高周波方式と抵抗加熱方式とがあり、両者一長一短がある。普通は炉を固定してポートを移動するが、発熱体を溶融石英の外部に一列にならべ、スイッチで高温部分を逐次電氣的に移動することでもできる。ふん囲気は普通窒素ガスが用いられる。偏析炉の一例を図 3 に示す。



図 3

ゲルマニウムの原料精製についてはこのように技法が定着したが、トランジスタなどの製造工程で屑になったり、エッチング液中にとける割合は 90% を越す高率であるから Ge 回収は重要な問題となっている。金属 Ge の回収は偏析精製のできるもの以外は多く乾式法で塩素化され蒸溜精製から出発する。エッチング液に入ったものは中和して沈澱物を作り、湿式の塩素化が行なわれる。研磨剤混入のものはまだきまった方

法ができていない。さらに不純物の効果については不明の部分が多く今後の研究に待つものが多い。

(2) シ リ コ ン

シリコン (Si) の場合は Ge の場合より事情が複雑である。まず真性半導体の不純物濃度は Ge より 3 桁も低く、真性比抵抗も $230 \text{ k}\Omega \text{ cm}$ で半導体製品の設計範囲が広く、したがって各目的に応じて数種の精製原料が使用される。融点は $1,420^\circ\text{C}$ 付近で非常に高く、熔融 Si はあらゆる耐火材を侵すから汚染が多く容器中での熔融は制限を受け、偏析係数も表 1 のように B がほとんど 1 に近く、 P でも絶対値が比較的大きいから偏析精製の効果が少ない。Ge は精製の容易な H_2 での還元が容易だが Si では困難である。このように Si は厄介な材料であるから困難な化学精製に重点がおかれ、Ge のように簡単に回収もされない。

いわゆる金属シリコンの製法には古来非常に多種類の方法があるが、高純度を要求されるので、必然的にその製法も制限される。Si 化合物の還元あるいは分解によるが、Si 化合物としては精製の容易なハロゲン化物、水素化物、水素ハロゲン化物が現在最も普通に使用され、還元剤も精製の容易な金属や水素が用いられる。さらに材料の良さの規準として金属シリコンがつぎの作業、主として Floating-Zone Melting (FZ 法) とか単結晶引上げに便利で不純物による汚染を受けにくい形状が要求されるが、これは外形と共に緻密な材料ということになる。これにはいろいろの製造方法で還元速度、温度などの条件に制約を受ける。純度の点では還元温度の低い方が容器よりの汚染を受けにくく有利である。このようにして今日実用されているものには 4 塩化シリコン SiCl_4 の金属還元 (Zn, Na)、水素還元、3 塩化シラン SiHCl_3 の水素還元 (熱分解)、シラン SiH_4 の熱分解、沃化シリコン SiI_4 の水素還元などであるが、それぞれ特徴があり経済性、適応性と共に優劣は今後に期待され現在ではよくわかっていないのが実状であろう。

精製原料としての Si 化合物の製造は、 SiCl_4 が最も容易で、 SiHCl_3 は Si に塩化水素を作用させて作るが、Si の銅合金を用いたり HCl に不活性ガスを混入して SiHCl_3 の生成率を高めることが工夫されている。沃化シリコンは 800°C 程度に加熱した Si に I_2 蒸気を作用させて得られる⁽⁹⁾。 SiH_4 はいろいろの作り方があがるが、副生成物の非常に少ない単量物を得るには特別な方法がとられ、 SiCl_4 と LiAlH_4 のような

金属水素化物による方法が提案されている⁽¹⁴⁾。

これらの原料化合物の精製には今日考えられるあらゆる技法が用いられているが、大別すると化学精製法と物理精製法があり、前者は特定の不純物の除去に選択性があり、後者は能率に問題があるが選択性が少ない所があって特に蒸溜分別法はとにかくいずれの場合でも常法となっている。化学精製法の主なものは、有機物とか無機酸による溶媒抽出、いろいろの少量薬品を加えて特性不純物と普通蒸気圧の低い複塩、錯塩、分子化合物、複化合物を作らせ蒸溜により除去する方法、微量の水分を加えて選択的に不純物を加水分解させる方法、予備還元や予備分解で不純物を析出させる方法、シリカゲルのような吸着剤に不純物を吸着させるなどの多彩である⁽⁷⁾。

物理精製でも分別蒸溜を基本的な方法として、分別凝固、溶媒よりの再結晶、分別昇華、常温付近で固体の物質では帯溶融精製などが行なわれる。このように原料化合物の精製は単独ではなく、これらのうちいくつかの組み合わせが行なわれ、主として偏析精製の困難な B と P が精製法の目標となっている。

950°C に加熱した石英管中で SiCl_4 を金属 Zn で気相還元する方法は Du Pont 法として高純度 Si の先駆として著名であるが、還元剤に精製の困難な金属を使用している点が欠点として指摘される。亜鉛のかわりに水素還元をタンタル・リボン上で行なう改良法は容器からの汚染の少ない点ですぐれているが、高温を要し反応速度の遅い点が気になる。 SiHCl_3 の水素還元ないし熱分解は今日非常に流行しているが、特に Si 細棒を核として Si を析出させると容器からの汚染の少ない点、析出物が異物質を含まず FZ 法に適する点があり、さらに予備析出を併用して不純物をのぞく等いろいろの工夫がされている。析出温度は $900 \sim 1,100^\circ\text{C}$ 程度と比較的低い。 SiI_4 の水素還元は SiI_4 の精製法と I_2 の回収に特徴があり、還元温度も 950°C 程度で比較的低温で、グラファイト壁に析出させることが報告されている⁽⁹⁾。 SiH_4 の熱分解法の特徴は分解温度が数百 $^\circ\text{C}$ の低温で器壁からの汚染の最も少ないこと、分別凝固、予備分解 (300°C 程度の低温) などで、析出も Si インゴットの表面という好条件をそろえているが、経済性と操業の安全性に多少問題がある。その他不安定化合物の利用、原料化合物に Si_2H_6 、 SiBr_4 など、原料化合物の精製に対するいろいろの特許などがあるが、現在の高純度シリコン製造の技術内容については恐らく発表されていない面が多いと推察される。

このよう
にして各種
品位の高純
度シリコン
が多くのメ
ーカで作ら
れている。
比較的品位
の低いもの
は比抵抗が
規格表示の
基準になっ
ているが、
いわゆる高
品位のものは
帯溶融精製
の困難な
残留ボロン

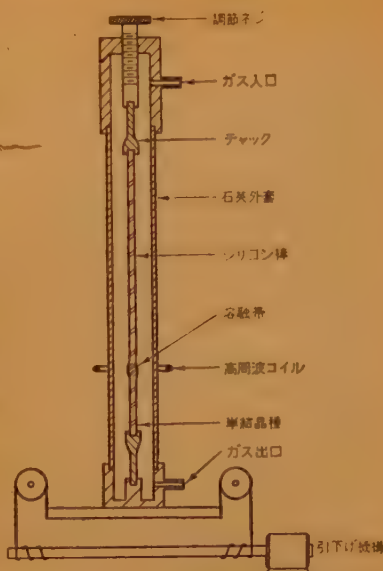


図4 FZ 法装置の略図

濃度が表示基準となり、大体/PPb 以下のものが最高品位で 0.1 PPb 程度までが商品化されている。

金属 Si の物理精製で注目すべきものは偏析法で、肉薄の石英ポートを用い Ge 同様の帯溶融法を行なうこともできるが、高品位 Si で最も重要なものは FZ 法（フローティング・ゾーン）である。これは図4に略示するように Si 棒を上下おさえ、Si 棒の一部を高周波加熱により溶融し、主として表面張力で上下の固体 Si につなげた形で溶融帯を上下で移動させる偏析法で、溶融 Si が異物に接触しないことが特徴であ

る。この方法の利点は容器からの汚染のないこと、Si 中で熱的に不安定な酸素が除去できる点である。同様に容器を用いない Si 溶融法としては電力ビーム加熱、高周波電力を Si 塊の局部に集中させてその部分だけ溶融させる方法などがある。

シリコン材料の純度評価も極めて困難な問題である。電気的、物理的特性としては単結晶として比抵抗およびその温度変化、電導性、少数荷電体の寿命時間などが普通測定されているが、化学分析は不純物濃度が $10^{-8} \sim 10^{-10}$ 程度であるからむずかしく、活性化分析、質量分析などの新しい方法と各種の比色法が併用されているが、まだ研究段階である。

文 献

- (1) J.M. Wilson: "The chemical purification of germanium and silicon", Progress in Semiconductors, 3, Heywood Co. (1958).
- (2) H.C. Theuerer and J.H. Scaff: "Germanium technology", Transistor Technology, 1, 5, (1958), Van Nostrand.
- (3) A.R. Powell, F.M. Lever and R.E. Walpole: J.A. Chem., 1, p 541, (1951).
- (4) H.F. Priest: "Preparation of semiconductor materials", Handbook of Semiconductor Electronics, McGraw-Hill, 6,3, (1956).
- (5) W.G. Pfann: J. Metals, 4 p 747, (1952).
- (6) B. Rubin, G.H. Moates and J.R. Weiner: Transistor-grade silicon", J. Electrochem. Soc., 104, p 656, (Nov. 1957).
- (7) H.C. Theurer: J. Electrochem. Soc. 107, p 29, (Jan. 1960).
- (8) B. Rubin, G.H. Moates and J.R. Weiner: J. Electrochem. Soc. 104, p 656, (1957).
- (9) G. Szekely: J. Electrochem. Soc. 104, p 663, (1957).

UDC 548.55.002: [548.28+548.289]

2.1.2 単結晶の製法および性質*

正員 犬塚 英夫 正員 高 林 真

(東京芝浦電気株式会社)

(1) は し が き

近年における半導体工業の進歩はめざましく、今日の Top-level と思われる技術は明日には陳腐なものとなる恐れが多分にある。つねに先へ先へと研究を進め

ねばならない。しかし一方、前に手がけたものも改良しなくてはならぬ。たとえば $\text{Ge} \rightarrow \text{Si} \rightarrow \text{SiC}$ と進んで来ても、やはり Ge に関してもなんとなく気になるものである。そこで単結晶製法の章においても、今一度 Ge そして Si と一応は古いものも書いて見ることにした。

半導体分野がこのように進んだその中心は、なんとと言ってもトランジスタである。そのトランジスタがよ

* 2.1.2—Growing Methods of Single Crystals. By HIDEO INUZUKA and MAKOTO TAKABAYASHI, Members (Tokyo Shibaura Electric Co., Ltd., Kawasaki). [資料番号 4621]

表 1 おもな半導体材料の特性 (27°C)

	Ge	Si	InP	GaAs	SiC	C(diamond)
バンド・ギャップ (eV)	0.67	1.16 _g	1.25	1.35	2.86	6.7
n_i (cm ⁻³)	2.4×10^{13}	1.5×10^{10}	8×10^7	9.2×10^8		
ρ_i (Ω cm)	46	2.3×10^5	$\sim 5 \times 10^5$	5×10^7		
誘電率	16	11.8	11	11	7.0	5.7
電子移動度 (cm ² /Volt.sec.)	3,900	1,500	>4,000	>5,000	100~140	1,800
正孔移動度 (")	1,900	500	~ 650	400~450	20~25	1,200
最高接合温度 (°C)	100	250	400	450	750	
$n_i(T_{jmax})$ (cm ⁻³)	1.7×10^{14}	2.1×10^{14}	1.8×10^{14}	1.4×10^{14}	$\sim 5.2 \times 10^{14}$	
融点 (°C)	736	1,417	1,060	1,260	2,700	>3,500

n_i, ρ_i : 真性半導体の 27°C の担体濃度および比抵抗, $n_i(T_{jmax})$: 最高接合温度での n_i の値
り高周波へ、また、より大出力へと向いつゝあるのは真空管におけると同様である。二つの「より高周波」と「より大出力」の問題を同時に解決するのは半導体材料であって、そのために次第に高温で動作できるものに移りつゝある。表 1 には材料によるその傾向を示した。ところが材料の精製だけを考えて見ても、その融点から気がつくように Ge に非常に有効であった「帯溶融法」(Zone-refining) も、Si にはそれ程有効でなく、SiC に至ってはうまい方法すら見つからない。Si にはそれ独自の方法を考えねばならず、また SiC になると全く考えを変えねばならなくなっている。

この傾向にまで立ち入って書いて見るが、いま書いていることも出版される頃には陳腐なものとなっているかも知れない。そのつもりで読んでいただきたい。

(2) 残存不純物原子の影響

(a) 金属元素

Si 中に Cu, Fe, Mn, Au その他、Ge 中に Cu, Ni, Fe, Au 等が含まれると、少数電流担体の寿命は著しく短くなる⁽¹⁾。Cu, Ni は $10^{13} \sim 10^{14}$ 原子/c.c. という微量ですでに Ge の寿命が一桁以上小さくなる。最近の筆者らの実験では、結晶生長過程で Ge 中に不可避免的に導入される Cu-原子が、Ge 結晶の特性をほとんど決定していることを確かめている (b) (ii) 参照)。もちろん Ni, Fe の役割も無視できない。Si についても、全く同様の試みが着実に成果を上げつゝある。結晶の電気特性に、直接影響するこれら残存不純物原子は、精製過程で完全に除去したいが、むしろ極めて困難なことであった。

しかし結晶不完全性の発生機構が明らかになり、同時に結晶におよぼすガス等の影響がつきとめられて、残存不純物原子(溶解ガス原子を含む)と格子不整の間にみられる複雑な相互作用が解析されるにいたって、

残存不純物原子の導入過程が、かなりはっきりした。特に Ge 中の Cu は、次節で詳述するようにガスの存在に起因する導入過程が明らかになって、Cressell および Powell が得た程度の高寿命を持つ単結晶⁽²⁾を得ること

とは困難でなくなっている。

このようにして従来は現象が余りにも混然としていたので、不問とされていた結晶の諸特性における多様性がつぎつぎと解明されるにおよんで、残存不純物原子の導入を意識的に制御できるようになっている。

(b) 半導体とガス原子

ドナーとして窒素が SiC のドーパ材に使われており、酸素が Ge, Si 中でドナー作用をするという程度で、溶解ガス元素が半導体結晶の電気的特性におよぼす観測結果はほとんどないが、半導体へのガスの著しい影響は格子不整の導入、不純物の添加という形であられる。そのうちつぎの 4 効果が特に重要である。

- ① 結晶の生長核の形成。
- ② 格子不整の導入。
- ③ 結晶中に溶解し、不純物作用をする。
- ④ 他の不純物原子との相互作用。

① の効果は特に窒素 および 炭素ガスについて観測されている。Si の窒化物、炭化物は表面に付着し新たな結晶の生長核になり得るので、融体に窒素、炭素ガスが接触するのを防がねばならない。Si の生長を普通、精製された Ar 気中で、行なうのはこのためである。最近 Ge についても炭化物が同様の害をなし得ることが指摘されている。

③ の効果は特に Si 中の酸素のドナー作用として、よく知られているが、Ge 中においても含有酸素量が大きい場合にはドナー作用がみられている。

②, ④ 効果は接合素子の生成機構並びに電気特性に最も強い影響を示すので、両者を中心に詳述してみよう。

(i) 酸素の影響 半導体中にはガスは相当な濃度で含まれていることが明らかにされたが、そのうち酸素原子は Si, Ge 中で特異な効果を示し、いずれにもドナー作用をするので注目されている。Ge の熱変換

で生成される熱アクセプタは Cu 原子が主役であったが, Si を $400\sim 450^{\circ}\text{C}$ で熱処理すると, あたかも Ge におけると類似の現象が Si 中の酸素含有量についてみられ, ドナーが生成される 450°C の熱処理で生成されるドナー濃度は時間と共に増大し, 最大値をへて漸減する. Kaiser らはこの現象が酸素に起因することをアイソトープ O^{18} を含む結晶について, Si-O-Si 分子振動による 9μ の赤外線吸収係数の観測から実証した⁽⁴⁾. ドナーの生成は酸素含有量の大きい結晶ほど大きく, 生成速度は始めは酸素含有量の 4 乗に比例し, 生成されるドナー濃度の最大値は 3 乗に比例する.

450°C 付近で作られる ドナーは 500°C 以上の熱処理では消滅し, 時間と共に指数函数的に減少する. $1,000^{\circ}\text{C}$ で熱処理した Si 結晶中にはチンゲル散乱が観測されるにいたる. これは含有酸素が Si と反応して直径約 0.1μ の SiO_2 になるため, 生成されたドナーの減少速度はその生長核濃度(たとえば転位濃度)が高いほど大きい. $1,300^{\circ}\text{C}$ で加熱すると結晶は元の状態にかえる. Si 中の酸素はこのような熱変換の主役を演ずるのみでなく, trap level を導入し, さらに格子不整を招く.

Ge についても酸素が Si のときと同様, Ge 結晶に格子不整を招くことが観測されている⁽⁴⁾. 酸素を含む

と腐蝕孔 (Etch pit) は Ge, Si いずれの場合も発生し難くなり, Ge では特徴ある円形 pit の発生を助長する. Ge にみられるこの異常は, ガスの条件 (特に組成) により著しく差異があり, たとえばアンモニア・ガスの混入は異常 pit を多発させる (図 1 参照).

酸素を含むと格子不整を招くだけでなく, 化学的腐蝕速度 (Etching rate) および熔融合金による溶解速度を Si では減少せしめ, Ge では逆に増大させる. Ge ではさらに機械的性質, 不純物原子の拡散速度にも変化を与えていると思われる結果がえられている.

結晶中に含まれる酸素原子の濃度は, 生長条件により著しく変わり, 生長程過にある結晶を含むガスの組成によって影響の仕方が大きくかわる. そのふん囲気中の酸素については論ずるまでもない, Si ではその融点が高いため, 石英ルツボからの導入を無視できないから, 引上法では種結晶の Si 熔液に対する相対回転速度をほとんど零におとして, 石英ルツボからの酸素の拡散を抑制するか, 浮遊帯熔融法 (Floating zone method)⁽⁵⁾ にしたがう (方法に豎形と横形があるが, 豎形が実用化されている), 石英管にふれないで結晶を生長させたとき, 酸素含有量を極めて少なくすることができる. 外部からの汚染を避けるために真空中で行なう場合と, Ar 気流中で行なう場合とがある.

(ii) 水素と不純物原子の添加 特に Ge に関して, ガス原子と不純物原子の相互作用が明らかにされている. 窒素中で生長した Ge に対し, 10% 水素を混入したふん囲気で得た結晶の電流担体寿命時間は, 約 $1/2$ になってしまう. この原因が石英管中の Cu 原子に由来することは阿部により発表されている⁽²⁾. 図 2 は 5% 水素を混入した窒素が, 25 l/h の割合で流れている石英管中で 850°C に加熱した場合の, 3 種類

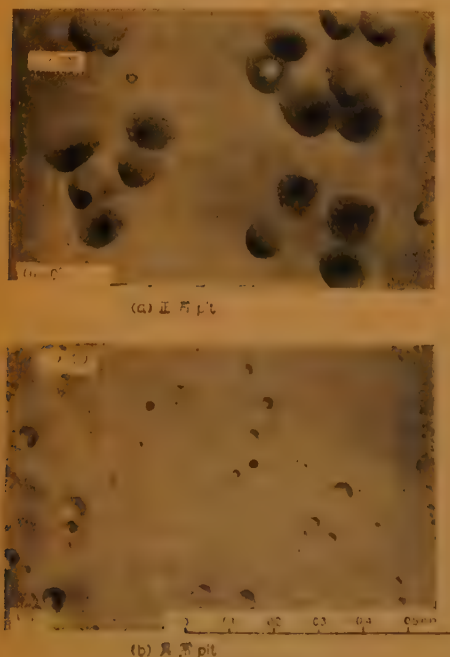
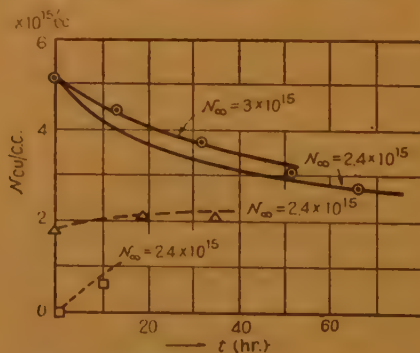


図1 Ge の pit の比較; (111)



●, △, □は測定値, 実線, 点線, 鎖線は理論曲線を示す.

図2 石英管中 850°C 加熱による Ge 中の Cu 濃度の変化

の Cu 原子濃度を持つ Ge 試料について得た Cu 濃度の時間的変化を示したものである。この石英管中には Cu 原子がおよそ 2.4×10^{15} 原子/cc 含まれていたことになる。そして石英管中の Cu 含有量は数 p.p.m. 程度であるにもかかわらず、その蒸気圧は異常に高く、その温度における純銅の数 10 分の 1 (上述の例では 1/35) 程度になりうるということがあるという事実を示している。

結晶の生長過程における銅原子の滲入は、石英管中を流れるガス組成により強く変化する。ガスの種類によつては、石英管中の他の不純物元素も相当量 Ge 中に滲入する。現在検出されている Cu 以外の不純物元素は Fe, Mn, Sn, Ag, Ga, Pb 等で、一般に蒸気圧が高いものである。ガスの条件による変化⁽⁹⁾については詳述しないが、Ge に関する限り優れた特性は Cu, Fe, Ni 等、特に Cu を含まない石英管を用いて精製された純酸素中で生長した場合に得られる。もちろん石英管の事前処理および腐蝕薬品、洗滌水の吟味等についても、またゆるがせにはできない。

(3) 転位の役割

転位は希少担体の寿命を短くし、結晶および接合素子の特性を変えるだけでなく、溶解速度、不純物拡散速度がそこでは大きいので、接合の生成機構にも強く影響し、接合の電気的破壊機構にも関係している。その実害を重視して、転位を含まない完全結晶を生長させるか、後述するように合金法における接合素子製造の必要条件から単位面積当たり数千の密度におさえようとしている。また、逆に一方では規則的に配列した転位群を積極的に利用する立場があり、中でも溶解速度、拡散速度の差を利用した素子製造法は興味深い。

ガスが格子不整を導入することについては、すでに述べた。こゝでは結晶の生長機構に直接関係している現象をとりあげる。

(a) 転位の成因と制御

結晶面を切る転位線の化学的腐蝕像および金属不純物 (たとえば Cu) を、析出させた転位線の直接的観察⁽⁷⁾から、転位が結晶の中でどうしてできて、どのように広がりそして終るかが明らかにされた。このようなわけで、今では結晶生長過程で転位を十分に制御できる技術的段階に到達している。転位の発生原因および消滅条件を要約すると表 2 のごとくである。これから以下のことがただちにわかる。

転位は種結晶および結晶表面から発生し、結晶の温

表 2 おもな転位の発生原因と消滅条件
(ガスの影響は除く)

時 期	原 因	内 容	備 考
発 生 原 因	結晶の生長過程	種結晶	種結晶の転位
		種結晶方位と生長軸の不一致	双晶境界面等を形成することがある
	結晶表面	熱 衝 撃	なん本かに増す
		結晶表面	生長核(化合物、さず、異物)の発生
消 滅 点	結晶生長後	温度分布	多結晶粒界を形成することがある
		塑性変形	星状模様分布をする ^{(9), (10)}
	生 長 過 程	結晶表面	固相-液相境界面の形状で転位の伝ばん方向変わる
		空 孔	生長速度を上げて空孔密度を増せる
		双晶境界面	

度分布に基づく塑性変形により形成され、結晶生長途中結晶内で突然できることはほとんどない。それ故引上法で転位を含まない完全結晶を生長させるには、まず種結晶の影響を除くため、一たん細くし、かつ急速な生長 (たとえば Si では約 3 cm/min.) をして空孔過飽和状態にし、すべての転位の生長をそこでとめてしまう。結晶生長状態を最適条件に戻しつゝ次第に結晶を太くすると転位を含まない単結晶が得られる⁽⁹⁾。一度この状態になると、かなり強い熱的变化を与えても転位はできにくい。もちろん結晶中の温度分布により塑性変形を起こす程には熱的ひずみ力が結晶中にないときである。

一般にはどんな生長方法にしたがうにしろ、温度分布に基づく塑性変形が転位の重要な成因である。転位密度は固相-液相境界面と主要生長面の間の角度に関係がある。 10^{-3}cm^{-2} 以下の転位を持つ結晶は、生長方向に垂直な生長結晶中の等温面がほとんど平行平面に近いときのみ得られる。周知の二つの代表的な生長法すなわち引上法と帯熔融法について述べてみよう。

(i) 引上法 普通、転位源としてすべりによる塑性変形が最も重要で、結晶断面における転位は見事な星状分布をする⁽⁹⁾。引上法では結晶の生長と共に溶液面および結晶の環境が不断に変化し、結晶および熔液の温度こう配を変えて境界面の性質に変化を与えている。このような温度こう配の変化は結晶中の熱的ひずみを高め、すべりを生ずるのに充分な大いさとなる。Nelson は熔媒を絶えず補給してこの困難をなくしたが⁽¹⁰⁾、半径方向 (すなわち断面) の不均一性は、境界面の形状すなわち温度こう配の微妙な調整なしには得られない。

温度こう配に基づく熱的效果は、結晶の径が大きい

程あからさまになる。温度こう配が軸方向並びに半径方向に変化している状態では、平行かつ直線的な熱流は全く得難いからである。

転位密度の高い部分は、つねに境界面の強く弯曲した部分に関係している。境界面は等温面に沿うから、弯曲は熱流が平行でないため形成され、その結果冷却過程で熱膨張の不均等によるひずみを生ずる。図3には弯曲と転位密度の関係が結晶生長とともに、どう変わるかを模形的に示した。境界面が固相に向かって、凹か、凸かには関係しない。転位は境界面に垂直に伸びようとするから、凸と凹の差は転位の伝はん方向に差を与え、転位密度に多少の傾向を示す。普通の生長条件ではこの部分の密度は、およそ $10^3 \sim 10^5 \text{ cm}^{-2}$ 程度である。境界面が比較的平らな中心部では非常に少ない。浮遊帯熔融法では温度分布が条件により微妙に変わり、中心部に高密度分布することもあり、分布は境界面の形状と対応している。

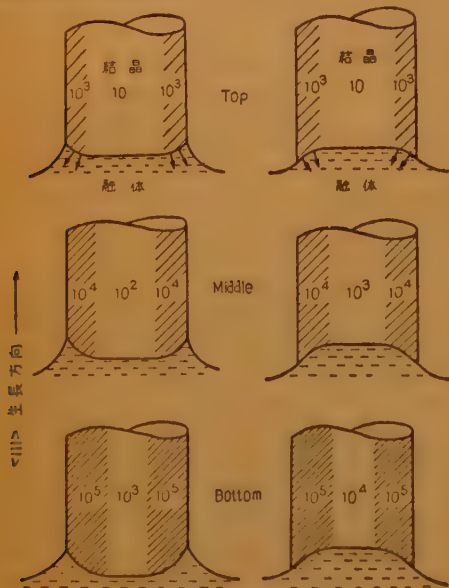


図3 結晶生長に伴う転位密度の変化

明らかに転位(すべりによる)は、半径方向の温度こう配が本質的に零であるような平面境界面を与える生長条件で非常に少なくし得るが、実際には軸方向温度こう配が比較的小さいときにのみ得られている。実験的には直径約 5 mm の Ge で、軸方向温度こう配約 $150^\circ\text{C}/\text{cm}$ 以下、 $10 \sim 15 \text{ mm}$ では約 $10^\circ\text{C}/\text{cm}$ で得られ、適当な補助加熱法を採用して調節している。

(ii) 帯熔融法 現象を支配する原理は引上法と全く同じであるが、この方法では種結晶の影響は除き

難く、容器が部分的に接触しているために生長軸に關し対称な半径方向の熱分布を得難い。従来の単純な方法では、たとえば Ge で約 $150^\circ\text{C}/\text{cm}$ の軸方向の温度こう配の場合、境界面は固相に向かって凸球面をなし、主生長面に對しおよそ 10° の傾きをもつ。転位密度は高く粒界の形成をしばしば見る。帯熔融法では、熱ひずみによる塑性変形は容器に対する結晶の $\{111\}$ 面の相対的關係に依存し、特別な $\{111\}$ 面に分解されたせん断応力により選択的なすべりが起こる。したがって転位の分布模様は、同じ $\langle 111 \rangle$ 方向に生長させても種結晶方位の容器に対する相対的關係により変わる。転位の分布と対称性、粒界発生状態の觀察から標準の $\langle 111 \rangle$ 方位を垂直にとり、軸方向の断面が $\{110\}$ 面であるようにとるのがよい。(図4参照)。このとき小角度粒界、転位の発生が一番少ない。

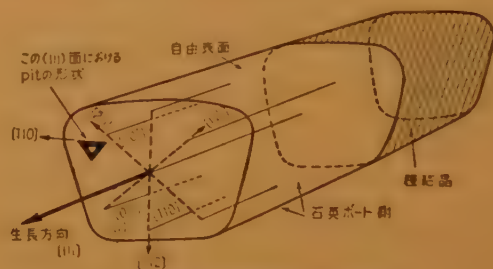


図4 合理的な帯熔融法の結晶生長

焼鈍ヒーク法で半径方向の熱損失を減らし、容器およびガスによる不均等熱分布を調節して生長軸に垂直な平面境界面が得られる。Bennett および Sawyer はこの方法で転位密度が小さい、しかも不純物分布が均一な結晶を生長させることができた⁽¹¹⁾。しかし容器等から入る有害不純物濃度 (Cu 等) は必然的に高まる可能性を工程中に含んでいるから、希小母体の寿命は一般により短い。上下に分割した加熱炉を使って、境界面の近傍では半径方向の温度こう配をほとんど零にし、垂直平面に近づけるが軸方向の温度こう配はできる限り大きくして Powell はその欠点を補った⁽¹²⁾。軸方向の温度こう配が大きくなると、それだけ境界面並びに熔融帯は安定し、溶質の均一性を保つのに好都合である。

転位密度を $100/\text{cm}^2$ 以下に保つには、軸方向温度こう配は $30 \sim 40^\circ\text{C}/\text{cm}$ のように小さいとき可能で、生長軸と境界面の垂線がほとんど一致したときである。しかし、この状態では僅かな原因による境界面の変動が比較的大きく、生長は不安定になり熱的攪拌が不充分となるため断面における比抵抗の不均一性が増

す(4項参照)。

(b) 他の格子欠陥との相互作用

Dash は転位が Cu 原子の析出の核となり得ることを示し⁽⁷⁾, Frank-Turnbull 等は転位を含む試料中では, Cu 原子の拡散が異常に速いのは, 空格子点を介した置換形 Cu 原子の拡散に支配されていることを明らかにした⁽¹³⁾。空格子点や格子間原子さらには不純物原子と転位の相互作用については熱処理, 内部摩擦に関する興味深い研究がある。しかしここでは結晶並びに接合素子の特性におよぼすもっと直接的な問題に限って述べてみよう。

刃状転位密度 n_D と希小坦体の寿命 τ_d の間には簡単な関係 $1/\tau_d \propto n_D$ が比較的高い転位密度領域について観測された^{(9),(14)}。生長速度および温度こう配を一定にし, 結晶の直径, 種結晶の転位密度, 結晶方位を変えて n_D を $10 \sim 10^6/\text{cm}^2$ にした Ge 試料の τ_d と n_D の関係は図 5 のように変化する⁽¹⁵⁾。 τ_d は最初 n_D と共に増大し, 約 $3 \times 10^3/\text{cm}^2$ で最大値 $1,900 \mu\text{s}$ になる。 n_D が $5 \times 10^4 \sim 10^6/\text{cm}^2$ の範囲では, τ_d はおよそ $1/n_D$ に比例する。

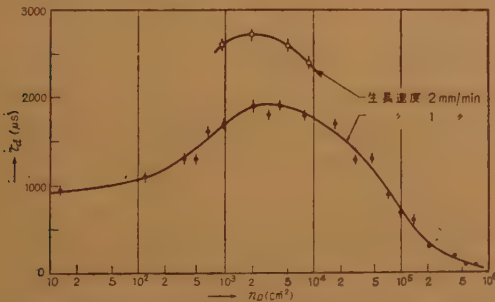


図5 n 形 $40 \Omega \text{cm}$ Ge の n_D による τ_d の変化 (F.D. Rosi)

ガスの影響に関してすでに述べたように, Ge の希小坦体の寿命は $10^{13}/\text{cc}$ より濃度が少ない残存 Cu 原子の存在を考慮に入れて始めて理解される。Cu 原子は, そのまわりのひずみエネルギーを軽減するために選択的に刃状転位に引きよせられ, 同時に転位に関係した格子のひずみを減少させる, このようにして Cu-転位の Cottrell atmospheres を形成して, 元の Cu 原子より有効ではない再結合中心をつくる。したがって τ_d の最大値は Ge 中の残存 Cu 原子濃度に相当した転位密度でおこる。図 5 の例では $n_D/b = 7.5 \times 10^{10}/\text{cc}$ に相当する原子濃度で与えられ, Ge 中の残存 Cu 原子濃度としては合理的な値である。 b は $\langle 110 \rangle$ 方向における $\{111\}$ 面上の原子間隔で Ge では 4 \AA である。

結晶生長過程で, Cu 原子が拡散する時間が少なければ Ge 中の Cu 濃度はそれだけ小さくなる。したがって τ_d の最大値は n_D が小さい所で見られる。生長速度を倍の 2 mm/min にした試料では, n_D は約 $2 \times 10^3/\text{cm}^2$ で τ_d が最大になり, Cu 濃度 $2.25 \times 10^{10}/\text{cc}$ の減少に相当している。同様の傾向を生長速度を $0.1 \sim 8 \text{ mm/min}$ に変えた試料の τ_d の変化に見ることができる(表 3 参照)。

表 3 生長速度が τ_d におよぼす影響

生長速度 (mm/min)	$n_D(\text{cm}^{-2})$	$\tau_d(\mu\text{s})$	$\rho(\Omega \text{ cm})$	Type
0.1	8×10^3	1,300	41	n
0.5	6×10^3	1,500	42	n
1.0	3×10^3	1,800	40	n
2.0	9×10^3	2,700	42	n
4.0	5×10^3	2,000	41	n
6.0	2×10^4	1,200	38	n

生長速度が $0.1 \rightarrow 2 \text{ mm/min}$ に増すにつれて, 転位密度には明らかな変化がないのに τ_d は著しく増大する。生長速度が一層大きい所では τ_d は急激に減少し, n_D の単調な増加を伴っている。普通 τ_d を高く保ち, 合金法における熔融合金の濡れを制御するため n_D は数 $10^3/\text{cm}^2$ に保たれる。 $n_D \approx 0$ の状態では少なくとも Cu 原子の制御なしには τ_d を高く保ちえない。

半導体素子にとって, 表面再結合速度 S はその特性を決定する重要因子であるから, 転位密度を変えた結晶について S を研究することは極めて興味深いことである。結晶の寿命を τ_v , 試料の矩形断面の寸法を B , C とすると実効寿命 τ_m は

$$\frac{1}{\tau_m} = \frac{1}{\tau_v} + 2S \left(\frac{1}{B} + \frac{1}{C} \right)$$

で与えられる。 $1/\tau_m$ と $(1/B + 1/C)$ の関係を求めれば, $2S$ の傾斜を持つ直線が得られるはずである。 $(1/B + 1/C)$ を変えて n_D ; $10 \sim 4 \times 10^4/\text{cm}^2$ を持つ n 形高抵抗 (約 $40 \Omega \text{ cm}$) の Ge 試料の τ_m を測定し, n_D による S の変化を求めた結果を図 6 に示す。表面処理はつねに $S < 20 \text{ cm/sec}$ を与える $6 \cdot \text{HF}$; $1 \cdot \text{H}_2\text{O}_2$; $3 \cdot \text{H}_2\text{O}$ 混液で行なった。

S は n_D 減少と共に単調に減少して CP-4 の腐蝕では転位がない状態で $S = 6 \text{ cm/sec}$ 。という非常に低い値に減ることができる。結果は明らかに表面再結合機構は, どんな解析をするにしろ結晶表面を切る転位およびその密度を考慮に入れるべきであることを示唆している。Bess はまた結晶表面に顔を出した転位線

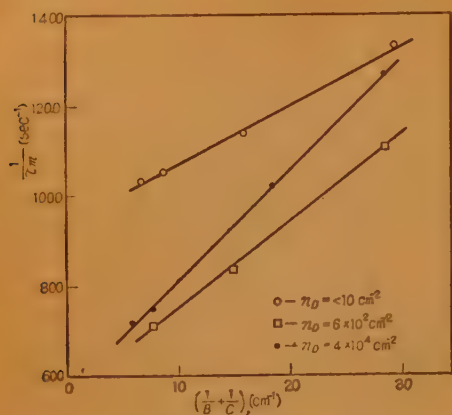


図6 n形 40 Ω cm Ge の実効寿命 τ_m の n_D による変化

表面再結合速度 S は曲線の傾斜から求まる。

およびその密度を $1/f$ 雑音の発生機構に結びつけている⁽¹²⁾。

(c) 格子不整 (転位) の利用

(i) 合金形接合素子 理想的な加熱条件では合金過程で, $\{111\}$ 面に出た転位が熔融金属の濡れを限定する効果を持っている⁽¹⁴⁾。これは Ge, Si 両者に全く同様に観察されており, 結晶構造からくる $\{111\}$ 二重層の抑制作用と, 格子不整点における溶解速度のかねあいとして理解されている⁽¹⁵⁾。転位は濡れの広がり直径を $1/1.2 \sim 1/1.5$ にし, それだけ深く合金を進めるから, 接合素子の構造寸法したがって電気特性に直接影響をおよぼす。均一な特性を得るには均一な転位分布と密度の意識的制御が重要である。特に高周波用では過大な濡れの広がりを抑えるため, $10^3 \sim 10^4/\text{cm}^2$ 程度の転位密度に選ぶことが多い。Ge では残存 Cu 原子の効果をおさえ, 希小坦体の寿命を最高にする転位密度である。

(ii) 拡散形接合素子 格子不整点では溶解速度並びに不純物原子の拡散速度が, 完全結晶部より大きい。この事実を利用して, 反対導電性を与える不純物原子を転位面または双晶境界面に沿って選択的に拡散し, 厚さ 10μ 以下のベース領域を持つトランジスタを作り, 周波数特性を向上させる試み⁽¹⁷⁾ や表面効果を無視できる構造の接合素子⁽¹⁸⁾ を作る試み等が進められている。転位面または双晶境界面は, 結晶方位が僅か異なる二つの種結晶を使って単一結晶を生長させて得られる。

粒界は n 形 Ge 中では p 形で伝導度はかなり高くドーパ剤に無関係であり光電効果が大い。Mataré

はトランジスタ, *pnpn*-switch, 電場効果トランジスタ, 光電素子等の転位面の利用について述べ, 二, 三の特性の結果を示している⁽¹⁹⁾。

(iii) その他 *p-n* 接合の希小坦体の蓄積効果はダイオードの高周波特性特に高速スイッチに大きな障害となるから, 使用する結晶の希小坦体の寿命は短い方が望ましい。寿命は転位密度に逆比例して減少するから, 塑性変形した結晶で, 蓄積時間を $10 \text{ m}\mu\text{s}$ から $1.5 \text{ m}\mu\text{s}$ に改良した⁽²⁰⁾。始めの結晶は $0.4 \Omega \text{ cm}$ p-形 Ge を用い, As を 1.5μ 拡散した直径約 0.05 mm のダイオードである。

(4) 活性不純物分布の均一性

前特集号で不純物原子の分配係数 (偏析係数) と結晶生長速度の関係を, 攪拌状態に対して詳しく述べ, 固相-液相境界面のすぐ直前に形成される溶質拡散層の変動が不純物分布を決めることを示した。この拡散層の溶質濃度の変動は, 結晶生長速度が小さければほとんど無視できた。結晶生長の変動から生ずる溶質の不均一分布をなくし, 生長後の結晶が熱塑性変形を起こさないためには, 生長過程を通じて固相-液相境界面の平面性と安定を保つように, 生長軸方向および半径方向の温度こう配を調節する必要がある。転位密度と境界面の関係はすでに詳述したので, ここでは活性不純物分布の均一性について述べよう。

(a) 引上法

一般に分配係数 k は 1 より小さいから, 融体中の不純物濃度 C は生長するにつれて

$$C = x C_0 (1-x)^{k-1}$$

にしたがい連続的に増大する。 C_0 は始めの融体中の濃度, x は固化した割合である。 k は生長速度の函数

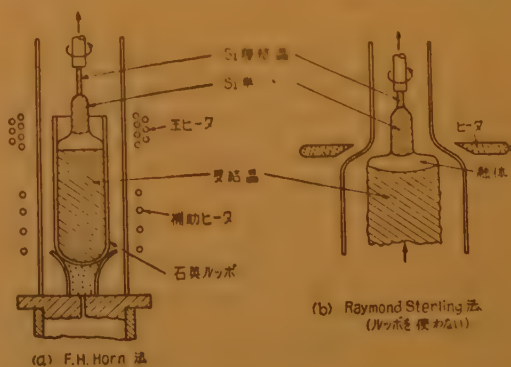


図7 無拘束生長法原理図

であるから、生長速度と温度を計画的に調節して、軸方向の均一性が得られるが、寿命は短くなった。これを帯熔融法では自動的に融体中の濃度調整が行なわれているように、熔媒を絶えず補給してこの困難をなくした。その方法に外部から無限に補給する Nelson 法⁽¹⁰⁾と無拘束生長法⁽²¹⁾等がある。後者は図7に示すように帯熔融法の結晶生長部を引上法にしたに過ぎないが、両法の長所を結合した有利な方法である。これに対し、Pfannらは2種の不純物を添加剤にとり、 ϵ の生長速度のゆらぎを互いに補償し合うように選んで均一分布を求めた⁽²²⁾。

いずれの方法にしたがっても、断面における均一性は固相・液相境界面が平面でしかも主要生長面とほとんど一致したとき得られるが、融体の熱的あるいは機械的攪拌状態にも依存する。すなわち溶質拡散層のゆらぎに直接関係するからである。軸方向の温度こう配を高くし、半径方向の温度こう配を零に近くし、しかも生長速度を小さくして均一性が保たれる。

(b) 帯熔融法

種結晶が回転しないから、熱的な自然攪拌効果が、不純物分布の均一化に役立っている。しかし一般に断面における上部と下部に若干の濃度差がある。これは境界面に沿う自然対流層による実効分配係数のゆらぎによる⁽²³⁾もので、生長速度による ϵ の変化のみでは説明できない。実効分配係数は、凝固速度、液の運動状態、溶質、溶媒の種類および凝固開始後経過した時間等によって定まるから、結晶中の不純物分布は、この自然対流層の速度分布に依存するはずである。抵抗加熱形帯熔融法による結晶は、断面の上部より下部の濃度が高い傾向を持つのは、このためである。

(5) 単結晶の生長法

優れた単結晶を高い歩留りで生長させるには、生長条件(特に温度分布)を適切に調節しなければならないが、容器およびガス等により取り込む不純物に対する対策なしには、ほとんど意味がないことが理解された。これらの必要性からそれぞれの半導体材料について作用原理は同じではあるが、それに適した具体的な生長法がうまれた。

(a) Ge

比較的融点が高いから、かなりの妥協が許されて、特にCuによる汚染に注意しながら石英ボートによる帯熔融法、石英ルツボからの引上法がもっぱら常用されている。

(b) Si

融点 $1,420^{\circ}\text{C}$ の Si では生長条件は極めて微妙で、容器からの影響も大きい。Ge に比べ まだ多くの不明確さをもつ。現用の生長法の重要なものに、石英ルツボからの引上法があるが、結晶に含まれる酸素および硼素等の含有量が常に問題となり、それらがつねに、期待した値に制御されていなければならない困難さが伴っている。利用しうる抵抗値は、高々 $100\sim 50\ \Omega\text{cm}$ 以下である。

浮遊帯熔融法⁽²⁴⁾は容器からの汚染並びに酸素の導入を抑制するから極めて有効で、直径 $20\ \text{mm}$ のものができている。高抵抗の単結晶生長には欠かせられない方法である。しかし温度分布の適切な調節がないと引上法に比べて転位密度を高め易い。普通一桁以上大きい。

硼素は Si 中の分配係数が約 0.9 であるから、物理的精製があまり有効でない。硼素は結晶の電気特性に有害な働きをしないが、高抵抗単結晶を得るには、とりのぞかねばならない。幸いその酸化物は蒸気圧が高く、とび易いので、水蒸気を含むふん囲気中で帯熔融して精製できる⁽²⁴⁾。始めの硼素の濃度を B_0 、融体の容積 V 、精製ふん囲気にさらされている融体の表面積 A 、水蒸気分圧 p 、水蒸気と融体が接触している時間を t とすると、精製後の硼素濃度 B は

$$\log\left(\frac{B}{B_0}\right) = -K \frac{A}{V} t \sqrt{p}, \quad K=0.013$$

で表わされる。 K は比例常数である。始め $0.5 \times 10^{14}/\text{cc}$ の硼素と $1.9 \times 10^{14}/\text{cc}$ の磷を含有する Si 棒を、 0°C の水蒸気で飽和した水素中で 2 回毎分 $1.25\ \text{mm}$ の速度で帯域通過を行ない硼素を大幅にとりのぞき、続いて乾燥水素中で 19 回帯域通過させて磷を除き、 p 形の $3,000\ \Omega\text{cm}$ の比抵抗をもつ単結晶が得られた。低温のホール効果測定結果から硼素、磷の濃度はそれぞれ約 $4.3 \times 10^{12}/\text{cc}$ および $3 \times 10^{11}/\text{cc}$ であった。この方法で $16,000\ \Omega\text{cm}$ 、 $1,500\ \mu\text{s}$ の Si が得られている。比較的低い抵抗値の利用には、厚さ約 $0.1\ \text{mm}$ の薄い石英ボート中で行なう帯熔融法があり、引上法に比べ均一性にとみ、寿命が改良されるので有効である。薄い石英ボートは弾性変形が可能になるので利用される。

冷却された Ag のような金属ボート中で高周波誘導加熱による帯熔融法を行なうと、融体部は磁力のため浮き上がり、いわゆる浮遊帯熔融法と等価になる。石英との接触がなく、容器は冷却されているので汚染の

愛いが少ない。

(c) 高温材料

半導体素子が高温でも安定に動作する必要性から、Ge に続いて Ge-Si 固溶体、Si を開発し、さらにそれ以上のものの商品化が望まれている。SiC は III-V 族化合物と共に注目されている、そのような半導体の一つであるが、融点 $2,700^{\circ}\text{C}$ は Si に比較できない単結晶生長技術の困難を意味している。融体からの生長は簡単には行かない。SiC 単結晶の生長には、圧力、温度、成分比の関係が決定されねばならないが、幸いにも Si-C 相状態図の圧力による変化⁽²⁵⁾ が明らかにされた。約 $2,500^{\circ}\text{C}$ 、10 気圧で (0001) 面をもつ hexagonal の板状結晶の成長を、SiC のガス反応からグラファイト・ルツボ中で容易に生長させることができています。Si 蒸気はこの温度でグラファイト容器に強く反応し成分の分圧比を変えると同時に容器からの汚染を起こすので、メタンを熱分解したカーボンを容器の内面にコーティングした、いわゆる Pyrolytic graphite crucible⁽²⁶⁾を用いると、安定な結晶生長ができて汚染を最小にしうる。窒素、硼素あるいは Al 等を添加して、 n または p 形の $1\sim 10^7\ \Omega\text{cm}$ 程度の単結晶板が見られ、 500°C で安定な動作をする整流素子が得られている。

(6) む す び

限られた紙面の中で、なるべく重要な結論をもつ問題を主としたので、示唆に富む多くの興味深いものが割愛されている。また個々の具体的な装置および操作についても、省略せざるを得なかった。Rate grown, Double doping 等は接合素子の製法に直接関係しているし、非常に低抵抗の単結晶生長はエサキ・ダイオードで述べられるだろうから意識的に省略した。

経験事実極めて複雑で、現象の本質を抽出することか困難な場合が多い。それにもかかわらず結晶生長技術は目立たないが、極めて価値ある進歩を続けている。真空管が 10^{-10}mmHg 以上の高真空技術を取り入れて特性をさらに改良しようとしているように、高真空に匹敵する完全結晶中における現象の解析は重要な

意味があろう。新しい高温材料の開発は今一つの重要な課題である。

文 献

- (1) 大塚、高林：信学誌, **39**, 4, p 273, (1956-04).
- (2) I.G. Gressell and J.A. Powell: Progress in Semiconductors, **2**, p 139, (1957).
- (3) H.J. Hrostowski and W. Kaiser: Bull. Am. Phys. Soc., Ser. II, **4**, p 27, (1959) 等.
- (4) 村岡：近く発表の予定.
- (5) たとえば E. Buehler: Rev. Sci. Instr., **28**, p 453, (1957).
- (6) 阿部：電気学会 Ge 専委資料, (1959-09-08).
- (7) W.C. Dash: J.A. Phys., **27**, p 1192, (1956).
- (8) W.C. Dash: J.A. Phys., **30**, 4, p 459, (1959).
- (9) 植村、岡田、高林、小林：物理学誌, **12**, 12, p 555, (1957).
- (10) H. Nelson: Transistors, **1**, p. 66, R.C.A. Lab., Princeton, N.J. (1956).
- (11) D.C. Bennett and B. Sawyer: B.S.T.J., **35**, p 637, (1956).
- (12) L. Bess: Phys. Rev., **91**, p 1569, (1953); **103**, p 72, (1956); その他.
- (13) F.C. Frank and D. Turnbull: Phys. Rev., **104**, p 617, (1956).
- (14) たとえば J. Okada: J. Phys. Soc., Japan, **10**, p 1110, (1955).
- (15) F.D. Rosi: R.C.A. Rev., **19**, 3, p 349, (1958).
- (16) 高林：東芝レビュー, **14**, 2, p 140, (1959); J.I. Pankove: J.A. Phys., **20**, 9, p 1054, (1957). 等を参照.
- (17) 江崎：たとえば、特許公報：昭 34-7527, VI-297, (1959-08-28) 等参照.
- (18) W. Shockley: 特許公報, 昭 34-10137, IV-370, (1959-11-16).
- (19) H.F. Matarè: J.A. Phys., **30**, 4, p 581, (1959).
- (20) G.L. Pearson and R.P. Rieas: J.A. Phys., **30**, 3, p 311, (1959).
- (21) F.H. Horn: 特許公報, 昭 34-8242, IV-362, (1959-09-15) および F.J. Raymond and H.F. Sterling: Symposium on the Metallurgical Aspects of Semiconductors, **25**, (Feb. 1958).
- (22) W.G. Pfann, et al.: J.A. Phys., **20**, 8, p 1238, (1958).
- (23) 阿部：金属学誌, **21**, 10, p 611, (1957).
- (24) H.C. Theuerer: J. Metals, **0**, p 1316, (1956); 特許公報, 昭 33-906, (1958-02-15).
- (25) J. Smilansky: ASTIA Document. なお A.H. Smith: Ottawa Meeting of the Electrochem. Soc., (Sept. 1958) で引用されている.
- (26) A.H. Smith: International Conference on SiC; Boston, (April 2/3., 1959).

UDC 537.331.33 : 546.6'852

2.2 化合物半導体*

正員 鳩山道夫 山内睦子

(電気試験所)

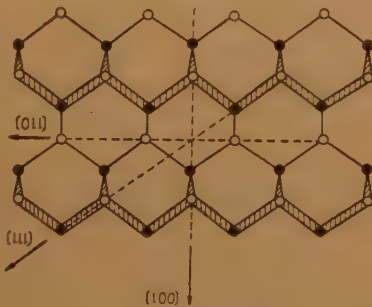
(1) 概 説

周期律表でシリコン、ゲルマニウム、および錫をはさむⅢ-Ⅴ化合物半導体 AlP, GaP, InP, AlAs, GaAs, InAs, AlSb, GaSb および InSb の簡単な半導体的性質と製造法、精製法についてのべる。

これらのⅢ-Ⅴ化合物半導体は半導体としての歴史が比較的新しく、物性論的にも興味ある材料として現在さかんに研究がすすめられている⁽¹⁾。実用化の面でもつぎつぎとすぐれた性質があきらかになり、ゲルマニウムやシリコンに続く発展が期待されている。

こゝにのべるⅢ-Ⅴ化合物の結晶構造は、すべて閃亜鉛鉱(ZnS)形でⅢ属、Ⅴという元素の区別を無視すると、ゲルマニウムやシリコンと全く同じダイヤモンド形である。図1は、Ⅲ-Ⅴ化合物のへき開面(110)からみた場合の原子の配列をあらわしている。一番近くの原子同志の距離はSiをはさむAlPでは2.36 Å, Siでは2.34 Å, GeとGaAsでは、どちらも同じく2.44 Å, α-Sn

(灰色錫)とInSbはどちらも2.80 Åである。したがって、化学結合の性質も非常ににているか、あるいは全くおなじと考えられる。GeやSiの結晶は(111)面でへき開し易く、これは(111)面の間隔が幾何学的に他の面より広いためと考えられているが、Ⅲ-Ⅴ化合物結晶は(110)面でへき開する。Ⅲ-Ⅴ化合物のばあ



●, ○ はⅢ属, Ⅴ属原子をあらわす。
原子をつなぐ線は共有結合を示す。紙面上にある原子は太線で結ばれ、一段奥の原子は点線で結ばれている。

図1 (110)面で切ったZnS形結晶

い、(111)面はⅢ属またはⅤ属の原子1種類だけを含み、それらが交互に重なり合っている。2種類の原子を平均して含む(110)面より(111)面が面間隔が広いのにもかかわらず、へき開しにくいのは、Ⅲ属、Ⅴ属の原子の間に共有結合以外に電気的な結合力が働いていて、(111)面同志の結合力を強めているためと考えられる。すなわちⅢ-Ⅳ化合物の化学結合には、Ⅳ属半導体のばあいと同様な共有結合とイオン結合の両方が関与していると考えられる。たゞしイオン結合の力は非常に小さく、周期律表の上で対応するⅣ属半導体とくらべても格子定数の変化がほとんどみられない程である。半導体の禁止帯幅、融点、キャリアの易動度、誘電率などは、すべて化学結合の形に密接に関係している。共有結合にイオン結合が加わると、禁止帯の幅、熔解温度および誘電率は増加しキャリアの易動度は低くなるはずである。Ⅲ-Ⅴ化合物で測定されたこれらの数値を表1に示す。禁止帯の幅と融点は、それぞれ対応するⅣ属元素半導体よりも増加しているが電子の易動度もむしろ増加している。これはⅢ-Ⅴ化合物のイオン結晶的な性質が非常に弱いことを示している。イオンが散乱の中心として電子の易動度は低下させる働きよりも格子間の結合力を強めて熱振動の振幅を減らし、結晶の温度をみかけ上上げて易動度を高める働きの方が、いく分多いためイオン結晶のばあい

表 1

数値は上から 禁止帯の幅*, 融点, 電子易動度*, 正孔易動度*, *: 室温の値

	P	As	Sb
Al	3 eV	2.2 eV	1.6 eV
	—	—	1,080°C
{	3,400 cm ² /v.s	—	1,200 cm ² /v.s
	—	—	300 "
Ga	2.25 eV	1.35 eV	0.7 eV
	—	1,240°C	720°C
{	—	7,000 cm ² /v.s	5,000 cm ² /v.s
	—	2,000 "	1,000 "
In	1.25 eV	0.33 eV	0.16 eV
	1,070°C	936°C	523°C
{	3,400 cm ² /v.s	30,000 cm ² /v.s	80,000 cm ² /v.s
	650 "	100 "	500 "

* 2.2—Compound Semiconductors. By MICHIO HATOYAMA, Member and MUTSUO YAMANOUCHI, Non-member (Electrotechnical Laboratory, Tokyo).
[資料番号 4622]

のように易動度が下がらないという考えもある。

(2) それぞれの性質

(a) AlP, AlAs, GaP

禁止帯の幅は非常に広く、融点も Si の $1,420^{\circ}\text{C}$ より高い、いずれも高温では不安定で、特に AlP, AlAs は室温においても不安定である。これらは点接触による整流性があり、GaP では光電導効果やエレクトロルミネセンスが観測されている。試料製作上の困難のため、まだ十分な研究が行われていない。

(b) AlSb, GaAs, InP

融点は Si と Ge の間にあるが、禁止帯幅は Si の 1.1eV よりいづれも広い。一般に $p-n$ 接合の逆電圧に対する飽和電流密度は、禁止帯の幅が広がるほど減少し、順方向の臨界電圧や、それが安定に動作できる温度の範囲も禁止帯の幅によって定まる。たとえば Ge の検波器やトランジスタでは使用できる温度が 70°C まで、Si では 250°C まで位なのに対し、これらの III-V 化合物は $300\sim 480^{\circ}\text{C}$ 程度の高温まで使用できるはずである。逆電圧に対する飽和電流密度も Si の場合 (10^{-9}A) より少ない。またトランジスタを作った場合のシャ断周波数や整流器の順電圧に対する電流密度はキャリアの易動度に比例している。GaAs と InP の電子易動度は Ge のそれに匹敵するかそれ以上である。したがって高周波や高温領域で使用されるトランジスタや検波器としては、Ge, Si よりはるかに優れているはずで、GaAs などではすでに実用化のための試験も行われている。InP ではトランジスタ作用のあることも報告されているが、電圧増幅が可能な程度である。AlP と GaAs は融点付近の高温では不安定なので、引上法で $p-n$ 接合をつくることができないという困難があるが、室温では安定している。

(c) GaSb, InAs, InSb

Ge よりも禁止帯幅がせまく融点が低い。したがって上にのべた意味では有望な半導体とはいえない。電子易動度の非常に高いことが特徴で、中でも InSb は最も著しい。Ross と Saker (1955) は、InSb を使ったホール発電器や磁気増幅器などについてのべているが、いずれも易動度が非常に高いことを利用したものである。

波長 $0.8\sim 3\mu$ 程度の赤外線検出器としては、Si や Ge の光伝導セルが使われているが、さらに波長の長い赤外線に対しては禁止帯幅のさらにせまい物質が必要である。InSb の $p-n$ 接合および光電導セルはいず

れも $5\sim 5.5\mu$ の波長に対する感度が最大で、レスポンス時間は 1μ 秒以下であるが、液体空気温度より高温で感度が著しく落ちるのが赤外線検出器としての欠点である。InSb の Photoelectromagnetic effect を利用した場合は室温においても感度をもっているのに、赤外線検出器として最も有望と考えられる⁽³⁾。

(3) 精製および単結晶の製造

図2は Ga-As および In-Sb の二元合金状態図である。その他の As 化合物および Sb 化合物の状態図も本質的には同様⁽⁴⁾なので省略する。P 化合物の状態図はまだ正確なところは知られていないが、As 化合物の場合と大等しいものと考えられている。これらの状態図にみられる特徴は、(1) 2種の金属の原子比が50% のところに融点の極大がある。(2) 融点までの温度で相転移がない。(3) 50 原子% 以外のところで化合物はできない。(4) 化合物に対しては2種類の構成元素の中のいずれも溶解度をもたないことなどである。したがって III-V 化合物は正規組成をつくる傾向がきわめて強い。

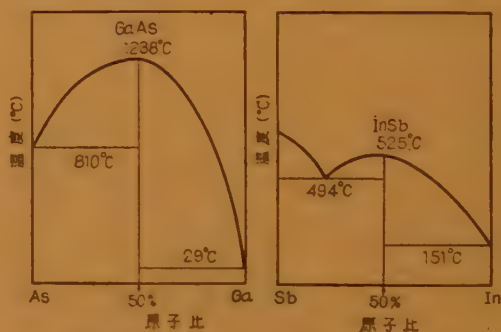


図2 原子比 As-Ga, Sb-In 合金の状態図

(a) InSb

化学的に非常に安定である。融点付近で Sb と In の蒸気圧が As や P を含む化合物にくらべて低いので、真空中または水素ガス等の中で原子比 1 対 1 に混合した In と Sb を一しょに溶かすことにより InSb が簡単につくられる。容器としては石英またはグラファイトのろつぽが用いられる。一般に、化合物にする以前に原料の In および Sb を、それぞれ帯純化法 (Zone refining) によって精製しておく必要がある。Sb を帯純化法で精製すると、金属不純物を偏析および蒸発によって取り除くことができるばかりでなく、InSb を溶解したときに現われる、“浮きかす”を防ぐこともできる。In のような融点の低い物質では帯純化法があまり有効ではないように考えられるが、溶融

法があまり有効ではないように考えられるが、溶融化帯の進行速度を十分落とすならば、不純物を有効に取り除くことができる⁽⁴⁾。InSbにした後、帯純化法で回数多く精製した方が、Inの精製、Sbの精製、InSbの精製過程をとるよりもポートなどの汚染による不純物混入の可能性も少なく、一見能率的に思われるが、それは正しくない。Harmanら⁽⁵⁾の報告によれば、(a)市販のIn(99.97%)をそのままもちいてInSbをつくり、50回溶融帯を通したものと、(b)同じInをelectroplatingおよび帯純化法で精製した後InSbをつくり、30回溶融帯を通したものの n 形不純物密度を比較したところ、(a)は(b)の約100倍の n 形不純物を含んでいた。

InSbの帯純化は、一般に石英ポートを用い、 $2/3 \sim 1/2$ 気圧の水素ガスの中で行なわれる。溶融帯の移動速度は $1 \sim 5$ cm/hr、溶融帯の幅は $2 \sim 3$ cm、帯溶融の回数は $10 \sim 20$ 回程度が普通である。このようにして到達できる純度の限界は、不純物密度 $N = 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ 程度でつねに n 形となる。 p 形InSbをつくるためにはZnまたはCdを混入する。1955年にはすでにこの純度が得られていたが、さらに高純度のものをつくるための努力が多くの研究者により続けられてきた。Hulmeは最初InSbを 10^{-4} mmHgの真空の中で溶解させて、偏析のおそい物質で蒸発し易いもの(Zn, Cdなど)を取り除き、つぎに同じ装置の中に $1/2$ 気圧の水素ガスを通して、Sbの蒸発をおさえ帯純化を行なったが、 $N \approx 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ 程度の結果に止まった。しかしこの方法によると、20回程度の帯純化によって、必ず $N \approx 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ 程度の純度が得られるということは注目すべきことと思われる。最後まで残る n 形不純物がなんであるのか、まだ不明であるが、Hulmeは① InSbインゴットの長さにそって残留 n 形不純物の分布を求め、その偏析係数を計算すると約0.9であった。この値はTeの偏析係数に等しいので、 n 形不純物はTeである。② 正規組成に限界があり、それが 10^{14} cm^{-3} の程度である。③ 外部から何かの原因で常に汚染され続け同時に純化され続け、ある平衡状態のようなものをつくっている。という3つの可能性について考察した結果、③が一番もっともらしいと述べている。

単結晶はGeやSiと同様、引上法により任意の大きさにつくりることができる。結晶の不整や転移などが制御できるような段階にはまだ至らない。

(b) AlSb

湿気をおびた空気におかされて分解する不安定な物質である。るつぽやポートにはAlの酸化物でつくられた物を使用しなければならないが、他の点ではInSbと同様にして精製される。精製後はつねに p 形で、キャリア密度 $p \approx 10^{15}$ 程度のものが得られている。しかし不純物密度としては $1 \sim 2$ 桁多いと考えられている。 n 形にするためにはTeを混入する。帯純化法によって偏析されるおもな不純物はCu, Fe, Mg, Si, Ca, Pbなどである。単結晶は引上法によってつくられる。

(c) GaSb

非常に安定な化合物である。精製、単結晶製造ともにInSbと同様にして行なわれる。精製後はつねに p 形で、Teを混入することによって n 形にする。もっとも純粋にできてもキャリア密度 $p \approx 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ 程度で比抵抗を $0.08 \Omega \text{ cm}$ より上げることができない。

(d) GaAs

融点付近の高温ではAsの蒸発のため不安定であるが室温では安定している。石英管の中に封入したGaとAsを高温で反応させてGaAsにする。帯純化法によって精製する場合はGaAsを入れたポートを石英アンプルの中に封入し、全体をAsの昇華温度よりも高温に保ちながら外部から加熱する⁽¹⁾。精製後は一般に n 形でキャリア密度 $n = 10^{16} \sim 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ 程度のものがつくられている。引上法によっても小さな単結晶ができるが、floating zone method⁽⁷⁾によって比較的簡単に単結晶がつくられるようになってからは、この物質を使つての研究が急にさかんになった。結晶の成長軸に対して直角方向の不純物密度を比較すると、結晶の外側から約 0.05 mm の深さまでを除いては均質であったことからまわりのAsガスを通して不純物が混入するらしいという報告⁽⁸⁾がある。

(e) InAs

GaAsと同様石英管の中に封入して化合物がつくられる。融点付近の高温では分解するが、それ以下の温度では安定な物質である。最も純粋と考えられるものでキャリア密度 10^{15} cm^{-3} 程度、不純物密度はさらに1桁多い。 n 形不純物のイオン化エネルギーは非常に小さく、 0.05 eV 以下で、 $n = 1.5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ 程度になると不純物単位の幅が広がり、さらに不純物が多くなると電導帯の下端に重なる。単結晶は引上法によってつくられる。

(f) InP

InAsと同様に製造、精製される。帯純化法により精製されたInPは常に n 形を示す。 p 形にするため

には Zn を混入する。キャリア密度 $n \approx 5 \times 10^{15} \text{cm}^{-3}$ 程度の物がつくられている。

(g) GaP

水酸化ガリウムを P の蒸気で飽和させた水素ガスの中で 500°C に加熱すると、オレンジ色の透明な結晶の成長がみられる。これを焼なましたものは常に p 形で、 n 形にするためには S を混入する。

(4) III-V 化合物間合金

Ge-Si 合金のように III-V 化合物 2 種類の合金をつくり、その組成によって禁止帯の幅などを変化させることができる⁽⁹⁾。たとえば InAs-InP 合金、GaAs-GaP 合金、InSb-GaSb 合金などは、すべての組成で合金をつくるので、それぞれ $0.33 \sim 1.28$, $1.4 \sim 2.2$, $0.16 \sim 0.7 \text{ eV}$ の間の任意の値の禁止帯幅をもつ半導体をつくることができる。しかし GaSb と AlSb のように格子定数はほとんど等しく、Ga と Al の共融結合半径は全く同じでありながら合金をつくらないという例もあり、III-V 化合物のエネルギー帯構造など探る手掛りとしても興味深い。

以上 III-V 化合物の性質・製法・精製および純度について簡単にのべたが、他にも非常に多くの面白い研究が報告されている。しかし最も集中的に研究されて

いる InSb においても、結晶の中から追い出しきれない不純物の量は Ge の場合より 2 桁も多く、その他の III-V 化合物ではさらに 2 桁も多いという状態である。

任意のドナーまたはアクセプタ密度の結晶をつくりさらに格子不整や転移も定量的に扱えるようにすることは、現在の一つの重要な課題である。

文 献

- (1) L. Pincherle and J.M. Radcliffe: *Phil Mag.* **5**, p 271, (1956); F. Seitz, D. Turnbull; *Solid State Physics*, **3**, Academic Press Inc., Publishers, New York, (1956).
1955 年以前の文献は、ほとんどこの二つの中に引用してあるので省略する。
- (2) G.B. Kich: *Elec. Engng.* **77**, p 514, (1958).
- (3) S.J. Nicolosi, et al; *electronics*, **31**, p 48, (1958).
- (4) K.F. Hulme and J.B. Mullin: *J. Electro. Cont.* **4**, p 170, (1958).
- (5) T.C. Harman: *Electrochemical Society Spring Meeting Cincinnati*, 1~5 (May 1955).
- (6) K.F. Hulme: *J. Electro. Cont.* **6**, (1959).
- (7) J.M. Whelan and G.H. Wheatley: *J.P.C.S.* **6**, p 169, (1958).
- (8) W. Spitzer and J.M. Whelan: *Phys. Rev.* **114**, p 59, (1959).
- (9) J.C. Wooley, J.A. Evans and C.M. Gillett: *Proc. Roy. Soc.* **74**, p 477, p 244, (1959).
この以前の文献はほとんど (9) の中に引用してあるので省略する。

3. 半 導 体 素 子

UDC 621.382.032.27.002.2

3.1 半 導 体 素 子 の 製 法*

正 員 武 田 行 松 水 原 徳 至

(日本電気株式会社)

個々の半導体素子についての製法の詳細は、それぞれの項でのべられるので、ここでは主として共通的な問題をとりあげて述べることにする。

(1) 結 晶 加 工

トランジスタおよびダイオードは一般にそれ自身が小さい形状をしているが、それも大部分は電極とか容器によって占められ、本体の半導体結晶は極めて小さく、面積 1mm^2 、厚さ 0.1mm 以下というのがラジオ用の場合の常識である。したがって結晶インゴットからの精密加工という工程が、製法の最初の重要なコースとなる。なおペレット製法についていえば、小形ダイオードの場合に Ge 粉末を、たとえば黒鉛板の表面に設けた小さな孔につめてそのまま溶融して徐冷する方法、あるいは黒鉛板上に Ge を蒸着させ、これを溶融して表面の小孔に流しあつて徐冷する方法などにより球状のペレットを得る方法があるが、単結晶を得ることの困難さ、品質管理の困難さのために現在ではあまり顧みられない。

最近 W.H. Co では Dendritic Pulling と称して、Ge の結晶を極く薄い帯状に生長させ、その後はペレットにちぎるだけで使用する方法が開発されつつあるが、実用化にはまだ相当の困難がある。

(a) 切 削 加 工

接合の製法と用途により、精製された単結晶インゴットからの工程の順序、方法はそれぞれ異なるのであるが、通常第一に行なうのはインゴットの切削加工である。まず引上げ法、ゾーンレベリング法またはフローティング・ゾーン法等で得られた単結晶は比抵抗、ライフ・タイム、エッチピット数を測定し、目的に適した部分を切り取る。残部は再び引上げまたはゾ

ン・レベリングを行なって純度を高めるが、Ge の場合不純物濃度が増加して物理精製が経済的に困難なときには、再び化学精製に戻して酸化物から出発するのが通常とられる方法である。使用目的に適した部分からは、つぎにダイヤモンド・カッタを用いて輪切りの薄片を切り出す。これをウエイファースとよぶ。カッタの刃は金属円板の周囲にダイヤモンド粉を埋めこんだもので、刃厚 250μ ないし 400μ 、直径 7 ないし 10cm である。回転速度は $5,000$ ないし $8,000\text{rpm}$ で、切削部の冷却のために水を注ぎながら運転する。

インゴットは、あらかじめタイルまたは金属の板にシェラック、パラフィン等で固着し、このタイルまたは金属板をカッタに取り付け、多くは自動送り機構により切削して行く。合金法、拡散法に用いるウエイファースは、所定の結晶軸の方向に対し正確に直角に切り出す必要があるので、単結晶はあらかじめ所定の軸方向に生長させているにもかかわらず、X線あるいは光学的に切断面の偏りを修正してから、切断するような考慮が払われている。結晶の軸方向は $\langle 111 \rangle$ 、 $\langle 100 \rangle$ 、 $\langle 211 \rangle$ が通常用いられている。

図1に示すごとく、ウエイファースは生長接合インゴットの場合は引上げ軸方向に平行に、その他の場合は軸方向に直角に切り出される。切り出されるウエイファースの厚さは切削上の制限を受けて $0.3\sim 0.4\text{mm}$ 前後であり、したがってインゴットの 50% 前後が切削損失となる。

(b) 研 磨

切削加工により得られたウエイファースは最終的に必要な厚さよりかなり厚いので、研磨作業により 0.2

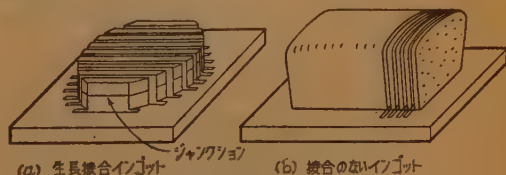


図1. 結 晶 の 切 削

* 3.—Semiconductor Elements.

3.1—Production Method of Semiconductor Elements. By YUKIMATSU TAKEDA Member and YOSHINORI MIHARA, Non-member. (Nippon Electric Co., Ltd., Tokyo). [資料番号 4623]

mm 前後に厚みを減らす。

研磨装置はガラスやレンズの研磨機と原理的には同じもので、アランダム・カーボランダム等の砥粒を水または油と一緒に注ぎながら研磨を行なう。研磨剤の大きさは1,000 メッシュ程度までが用いられ、最初は粗い砥粒で行ないメッシュが異なるごとに数段階に分けて行なう。

研磨の機構は砥粒が研磨面で破碎されて常に鋭敏な切刃をつくりながら研磨を進行するものであるが、半導体の種類や用途に適した研磨材料と方法を選ばなければならない。

ウエィファースを研磨した後、ダイオード、拡散形トランジスタ等では表面を軽くエッチングしただけで使用するので、この場合には仕上げ面が鏡面になるように琢磨 (Polishing) しなければならない。このためには、さらに細かい砥粒を用い、フェルト等の柔らかい面の上で琢磨される。琢磨剤にはアランダムが同様に用いられる他、セリウムの酸化物なども用いられる。

(c) 細断加工

(Dicing, Bar Cutting & Scribing)

ウエィファースをさらに細断してペレットまたはバーが切り出される。ペレットは円形または方形 (通常正方形) でダイオード用、合金用に用いられる。成長接合形では、中央部に接合を有するバー状に切り出される。方形のペレットを切り出すときは、前項の切削加工と同様にダイヤモンド・カッタが用いられるが、ペレットの幅だけスパーサで離して 10 枚以上の刃を重ね合わせた、いわゆるギャングカッタで一度に多数のペレットを切り出すことが可能である。

ペレットの大きさは 1mm 角から数 mm 角であるが、整流器用のものはさらに大きい。この工程においても、ペレットの大きさにより異なるが、切削損失はかなり大きく、小ペレットの場合には 50% に達する。

円形ペレットやバーの場合は超音波加工機も用いられる。これは 20 kc 程度の超音波エネルギーを増幅して幅 0.1mm 程度の刃先に集中し、カーボランダムを砥粒として切削加工するもので、切削損失が少なくなるので、0.3mm 幅以下の細いバーを切り出すのに有利である。円形のペレットの切り出しにはパイプ状の刃をウエィファースの面積分だけ束ねて使用すれば、一度に切り出すことができる。なおペレットを切り出す他の方法として Scribing があげられる。これはガラス切りの要領で、棒の先端につけたダイヤモンドポイントでウエィファースに碁盤目の掻ききずを与

え、これに曲げの力を加えてペレットを割り出す方法で切削損失は最も少ない。

(d) エッチング

合金接合形トランジスタの場合にはペレットの両面から合金し、進行した合金の両底面の間隔がいわゆるベース幅となり、この値が製品の特性を決定づけるので、合金する前のペレットの厚みを正確に調整する必要がある。また切削、研磨等の機械加工を受けた表面は数 μ 以上の深さにわたって結晶構造の乱れが生じていて、このままでは合金や拡散が不規則に進行するので、これを取り除かなければならない。これらの目的からペレットは最終段で化学エッチングを行なう。

化学エッチングにおける標準的反応は Si または Ge の酸化剤による酸化と、生じた酸化物の弗酸による溶解との 2 段階からなり、したがって主薬品は硝酸、過酸化水素等の酸化剤と、溶解剤としての弗酸および反応の促進剤あるいは緩剤としての酢酸、臭素、硝酸塩等の混合液が用いられ、配合比を含めて数十種類のエッチング液が知られている。

(e) サンドブラスト法および腐食切断

(Etch Cut)

機械加工によるときは加工面にひずみが入り半導体の結晶構造を乱すので、特に接合部を形成させてからの切削には、切断箇所には砥粒を吹きつけて切削するサンドブラスト法がある。またさらに、ひずみのない方法として切削箇所以外をワックスなどで保護してから化学エッチングを行ない、切削部を溶解して切り離す Etch Cut 法があり、拡散接合トランジスタなどの場合に大いに用いられる。

(f) 結晶原料の回収

加工工程では切削・研磨・またはエッチング等により失われる原料の損失が極めて大きい。特に初段の工程である切削加工で約 50%、これに続く研磨、細断加工、エッチング等の損失を入れると、完成したペレット・バーの原料からの利用率は数 % に過ぎない場合が多い。したがって、これらの切削屑、研磨屑、あるいはエッチング廃液から原料を回収する操作は経済的に重大な意味を持つ。

Si ではこれらからの精製が複雑、困難なために高純度のインゴット層から引上げにより回収してのみであるが、Ge の場合には回収手段が全面的によく開発されて、固体層からは焙焼—塩素化—精溜—加工分解の工程を経て 90% 以上の回収が可能である。エッチング廃液からもアンモニアで中和して以後同様な工

程で回収することが一般に行なわれるようになった。

(2) ペレットの厚さ選別

合金接合トランジスタ用ペレットの場合には厚さを正確に調整することが重要である。たとえばペレットの厚み範囲を 60μ ないし 70μ と定め2ミクロンおきに5段階に層別したとすれば、厚いペレット程合金温度を高めて合金の進行をうながし、合金後のベース幅をどの段階のペレットもほぼ同一にすることにより、全製品の特性の均一化をはかることができる。これがペレットの厚さ選別工程で、このためにはミクロンの精度での精密な厚さの測定と、これを各層に分別する操作とからなりたつ。

元素ペレットは1ないし数 mm 角、厚さ 0.1 mm 程度の小さいものなので、いかに量産に適した方法でこれを行なうかが問題である。従来のダイヤルゲージを用いる手動法は別として、機械的方法としては、電気マイクロメータあるいは、エアマイクロメータを用い、その測定子の動きを電氣的に増幅し、各層に分別する機構に連動させる方法が行なわれている。

なお放射性元素による方法も開発されつつある。

(3) 合金接合製作法

半導体結晶内に接合部を作って半導体素子として利用する方法の中で、早くから量産に用いられたものの一つが合金接合法である。これは最初 Ge と In の組合わせて量産に成功したもので、合金温度が 450°C 付近の低温度で操作できること、および In 自身が柔らかい金属で接合部に合金生成の過程でひずみを与えないこと等の利点がある。

In はP形を与えるから Ge としてはN形が選ばれたこのためのドナーとしては通常 Sb を用い、比抵抗1ないし数 Ωcm のペレットとして加工される。

つぎに治具を用いてペレットの両面に In の粒を片方ずつ、あるいは両方同時に中心が一致するように組合わせ 500°C 程度に加熱された管状炉中を通過させる。炉内ふん囲気は還元性または不活性ガスで満たされ、組合わされた素子が通過する際に受ける温度変化は、急激な温度上昇、最高温度で一定の保持、緩慢な温度下降という経過が与えられるように設計することにより、所期の接合が得られる。なお、このままでは表面に露出した接合部は不規則になりがちなので、その部分を化学的エッチングで溝状にえぐる。

図2に製作順序を略示した。

これらの工程は、従来ほとんど手作業によっている

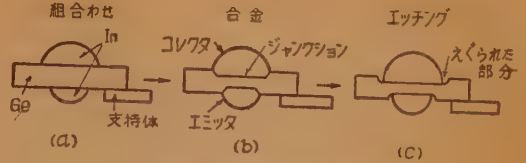


図2 合金接合製作法

が、次第に自動化の開発が行なわれつつある。

ダイオードの場合は片面だけの合金でよく、NPN形では In の代わりにV族の元素である Sb などを選ばよく、硬度を下げる目的で適当な合金として使用することもある。Si の場合にも不純物を適当に選べば同様に行なえる。なおベースペレットとして、厚さの方向に対する不純物分布に傾斜分布を与えたものを用いた場合、キャリアドリフトの性質が与えられ、このようにして作った合金接合トランジスタを、狭義のドリフトトランジスタと称する。このようなペレットはウェィファースに拡散法によって不純物を滲透させてつくる。

(4) 成長接合製作法

(a) 二重添加法

半導体単結晶を製作する際に結晶の生長と同時に接合を形成していく方法が本法であり、Ge 成長接合形は合金接合形とならんで早くから実用化されて来た。その工程の一例を図3に示した。すなわちドナーとし

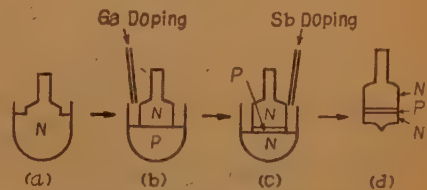


図3 二重添加法による成長接合製作法

ての Sb または As で N 形とした Ge (比抵抗数 Ωcm) をルツボで熔融し、まずコレクタ側になる方から引上げ、つぎに P 形を与えるアクセプタとして Ga などを添加し、ベース幅に相当する 20μ 程度引上げた所で再びドナー (Sb または As) を添加して、エミッタ側の引上げを終る。このあと加工の項で述べたような方法でバーを切り出して行く。これが最も簡単な成長接合法で、二重添加法 (Double Doping) とよぶ。

この方法ではベースの幅を機械的な引上げで決定するので均一な製品を得ることが困難であり、また1個のインゴットから得られる接合部が1か所だけなので原料の利用率が低い。そこで実際には、これを改善し

たつぎのようないくつかの方法が行なわれている。

(b) 拡散ベース法

ベース形成のための不純物として、エミッタ形成のための不純物より Ge 中の拡散係数の大きいもの、たとえば Ge に対しては Ga と Sb をとり、これを同時に添加し、エミッタ側を上げた後、またはその途中において、Sb をコレクタ側に拡散させることにより、ベース層としての薄い N 層を形成させる。

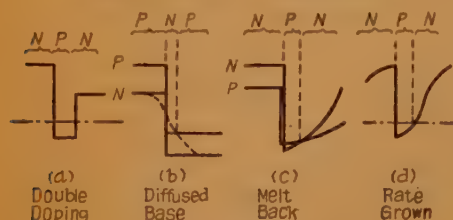


図4 成長接合の製法各種

(c) Melt Back 法

ドナーおよびアクセプタを添加して均一分布のまま作った単結晶からバーを切り出し、バーの半分を再び熔融固化させると、偏析係数の差から再固化の境界部にベース層が形成される。

(d) Rategrown 法

はじめからドナーおよびアクセプタを添加しておき、引き上げ速度を周期的に変化させることにより、その時のそれぞれの偏析状態が異なることを利用して1インゴット内に多数の接合部を形成させることができる。

以上の (b)~(d) のいずれの方法によってもベース部分の不純物濃度の分布は均一でなく傾斜分布となるので、キャリアドリフトの性質が与えられるところに特色がある。

(5) 表面障壁接合の製法 (Surface Barrier)

N 形 Ge 単結晶よりベレットを切り出し、この両面から In 化合物の溶液を吹きつけながらこれを電解液として Ge を正に液を負電位に保って電流を流すと電解液の当たった部分だけ Ge が腐蝕される。ついで適当な厚みを得られた所で電圧を逆にすると、電解液はメッキ液となり Ge の腐蝕された凹みに In がメッキされて図5のような PNP の素子がえられる。



図5 表面障壁形トランジスタ

Ge の比抵抗、溶液の組成、濃度、電圧、電流を適当に選ぶことにより、ベース層の厚みを数ミクロンに調節することが可能で高い周波数特性が得られる。これは

Philco で開発された製法である。

その後、In を単にメッキしただけでは安定性に不満足なことが明らかとなったので、メッキ後合金工程を加えることに改善された。またベースとしてもキャリアドリフト作用を与えるために不純物拡散形のものを用いるものが開発された。このようにしたトランジスタを特に MADT (Micro Alloy Diffused Base Transistor) と呼んでいる。なお Philco ではこれら MADT の一連の製造工程の自動機械化に成功しているといわれる。

(6) 拡散接合製法

半導体固体中に不純物を拡散させるときは拡散係数により拡散の深さを厳密に規正できることから薄いベース層、広い接合面積を得ることが可能となり高周波、高電力の設計が可能となる。半導体結晶としては Si も Ge も使用でき、不純物としては III 族の Ga, Al, B, V 族の P, As 等が適当に選択される。製作手順の一例をあげれば、鏡面研磨した N 形 Si ウェィファースの表面を酸化させ、酸化膜を通して Ga を拡散させる。

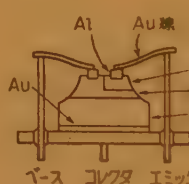


図6 拡散接合トランジスタ

つぎに感光すると耐腐蝕性を生ずる物質を表面に塗り、ベース部だけ小孔をあけた金属板を通して感光させ、エッチング処理によりベース部だけ酸化膜を

残した上で、P を拡散させると図6のような NPN 素子ができる：基体がコレクタで、上面にエミッタ・ベースができるわけである。したがって上面の電極取出し部をワックスで保護しつつ、化学エッチングを行なうと台地形 (Mesa 形) のトランジスタ素子が1枚のウェィファースで同時に数10個以上とれることになる。このエッチングを Mesa Etch と称し、接合部の切断に Etch Cut を応用した例である。この製法方法は将来現在ある他のいずれの製作方法よりも安価となり、しかも高周波、高電力に適する。最もすぐれた方法のひとつとなるのであろうと期待されている。

(7) 点接触ダイオード

鉱石検波器の歴史は古く半導体素子の先駆をなすものであるが、マイクロ波用途の開発、Ge 資源の開発により性能は全く一変して近代の要求に応じられるよ

うになったものである。Ge としては N 形が用いられ、特性に応じて $1\Omega\text{cm}$ から数 $10\Omega\text{cm}$ まで使用される。●ペレットは探針に接触する側は鏡面研磨され、電極となる側は金属メッキ、銀ペースト、はんだ付け等により電極との金属接触が達成される。探針としてはタングステン線、白金合金線が用いられ、加圧接触を保つために、 S 状または C 状のループが作られる。PN 接合を加味して強固な接触、高い順電流を得るためには探針先端に In がつけられることがある。

PN 接合のさらに、はっきりしたものとしては、Bonded Diode があり、これは探針に金線または合金金線を用い、Ge と小面積の接合を作らせている。Si 検波器も原理的には Ge の場合とほぼ同様であるが、ペレットとしては P 形で、アクセプタとして、 Al , B を添加した比抵抗 $0.1\Omega\text{cm}$ 以下のものが用いられ、探針には弾性の強いタングステンが先端を機械的または電解的に研磨した上で用いられる。

(8) 組立法

トランジスタおよびダイオードの接合製法は以上に述べたごとく種々の方法があり、ペレットあるいはバーに加工する作業を加えれば種々の半導体素子の動作部はほとんど完成したのであるが、これを回路に組み込み、あるいは機器に取付けるには頑丈な構造のステムまたは容器に納めて電極を有効に取出さなければならない。ここにまた種々の問題と方法が生じて来る。

点接触ダイオードでは多くの場合組立と同時に封止されるが、その他のダイオードおよびトランジスタ類では前項まで製作の進んだ素子を金属端子が外部に出ているステムにまず取付けなければならない。その設計の良否はただちに製品の特性を左右するので、それぞれの製法と品種に応じた組立法が試みられている。合金接合トランジスタではまずペレットのベース部が金属支持体を介してステムの基板またはベース、リードに溶接または、はんだ付けで取付けられ、エミッタ、コレクタにはエミッタ・リード、コレクタ・リードに溶接された金属線他端が PNP の場合では、 In を熔かしながらその中に溶着される。これでステムに強固にペレットが取り付けられ、接合部のエッチングは通常この段階で、アルカリ溶液中で電気化学的に行なわれる。この場合トランジスタ側の各電極と溶液との間に適当な電圧がかけられる。つぎに数 $M\Omega\text{cm}$ 以上の純水で充分洗浄し、さらに乾燥を行なえば、電気的特性を測定することが可能となり、良品が最後の封

止作業に送られるわけである。

成長接合形トランジスタの場合には一寸様子が異なる。まず接合を持つバーの両端をステムのエミッタ・リード、コレクタ・リードにそれぞれはんだ付けを介して取り付け、ついでバーを化学エッチまたは細流中の電解エッチングにより、ベース部を明確に露呈させる。そこでベース・リードとしての金線を、顕微鏡で観察しながらベース部に圧接し、オシロスコープにトランジスタ特性を画かせて最良の点を見出し、熔接電流を流して金線をバーに Bonding する。以後は合金形と同様に洗浄、乾燥させて封止作業を送る。組立の終わった合金形、成長形トランジスタの一例を図 7 に示す。

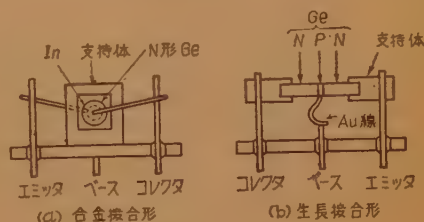


図 7 組立例

(9) 封止

(a) ダイオード類

(i) ガラス封止 (小形ダイオード) 半導体素子の電気部品としての特徴の一つは小形であることで、特にダイオードの場合、構造が単純であるので超小形

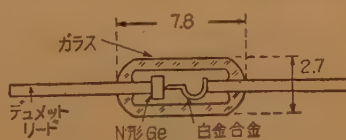


図 8 ガラス封止小形ダイオード

のものができている。図 8 に示す小形ダイオードはその一例でガラス管の一端にあらかじめ封止したペレットリード線のガラス管内の先端にペレットを取付け、ガラス管の開口部から探針の熔接された探針リード線を挿入し、探針をペレットに圧着させながらガラス管とリード線を熔着させたものである。リード線にはあらかじめガラス管との熔接部にガラス・ビードが熔着してあるので封入時の熔接はガラス同志の間で行なわれる。なお、これらの封止作業は、充分乾燥されたガスふん囲気中で行なわれる。

Ge 点接触ダイオードの場合、いわゆるフォーミングと称し、封入した後でパルス電流を流すことにより所要の整流特性を確立させる。

(ii) コパ-ガラス封止 ガラスダイオードの形成では熱放散を大きくとることがむずかしいので、形

は多少大きく
るがガラス管の
両端にコパーの
スリーブをあら



かじめ溶着し、
図9 コパールガラス封止ダイオード
ベレットリード、探針リードをスリーブに挿入してか
らはんだ封止したのが図9に示すコパーガラス封止の
ダイオードである。ガラス封止にせよコパーガラスに
せよ、最も大きい特徴は半導体素子を外部の空気から
全く隔離した完全密閉形であることで、極めて小さい
容器のリークがあっても半導体表面は鋭敏に大気中の
湿度の影響を受けるのであるが、この構造をとること
により湿気の影響は完全に除くことができる。

(b) トランジスタ類

トランジスタの最終封止の方法としては初期におい
ては、いわゆる小判形の金属ケースで、はんだ封止を
用いたものであった。しかし、まず小判形であること

が工業的に不適当とされて丸形の押込み式が行なわれ
てきた。ついでさらに気密の点における信頼性、熱放
散性の向上等のために電気溶接、加圧電気溶接、冷間
圧接等が実用化されて来た。

全ガラスケースも検討されている。

素子を湿気その他の汚染から守るために封止前に極
度に清浄、乾燥の状態 で取扱うが、容器内に残された
湿気、異物からの影響を防ぐために、容器内の素子を
珪素樹脂等の非反応物質で包んだり、容器内にアルミ
ナなどの吸湿性物質や、特殊のガラスを封入すること
もある。また封止後の微量のリークを検出する手段と
して、封止後、水圧試験、温湿度サイクリング試験、
気体アイソトープを使用してのリーク試験などが行な
われている。

文 献

- (1) 武田: "国際トランジスタ会議に出席して", 信学誌
42, 9, p 793, (昭 34-09)。

3.2 ト ラ ン ジ ス タ

3.2.1 高周波トランジスタ

(A) 概

UDC 621.382.3.029.6

説*

正 員 柳 井 久 義 正 員 菅 野 卓 雄

(東京大学工学部)

(1) は し が き

トランジスタ発展の歴史をひもといてみると、その
初期においては高周波特性のよい点接触トランジスタ
がかなり高く評価され、事実これを用いた高速度電子
計算機の作られた時期があった。

それは点接触トランジスタではエミッタから注入さ
れた少数キャリアが電界によって加速されコレクタへ
到達すると考えられ、その高周波特性がこれに要する
時間によって定まると考えたからである。また実験的
にもエミッタ・コレクタ間の距離を小さくすることに

よって電流増幅率の β と断周波数 f_c を 10 Mc 程度
にすることは比較的容易であったし、さらに 100 Mc
程度の発振をしたという報告もあったので無理もない
ことであった。

しかし、理論的には少数キャリアの移動を考えるの
に、拡散を無視している点にかなり問題があるし、ま
た、さらに研究を進めてみるとそれ以上高周波特性を
改善することが極めて困難であることが明らかになっ
た。その上致命的なことは信頼度、安定度にとぼし
く、また寿命も当時予測されていた寿命 10 万時間に
比べれば非常に短いものしかできなかった。

短寿命となる原因のうち、湿度や薬液による汚染等
のふん開気の影響は、金属かんに密封することによ
って除去できることはわかったが、機械的衝撃や熱膨
脹による電極の変位は本質的に解決困難な問題であ
る⁽¹⁾。またコレクタ抵抗はフォーミングが行なわれる

* 3.2 - Transistors.

3.2.1 - High Frequency Transistors.

(A) - General Descriptions. By HISAYOSHI YANAI
and TAKUO SUGANO, Members (Faculty of
Engineering, University of Tokyo, Tokyo). [資料
番号 4624]

ために、あまり大きくなく、したがって利得が減少し、その上、その当時の接合トランジスタに比較してもなお雑音が多いという欠点があった。

したがって、その後の研究は、もっぱら接合トランジスタの高周波化に向けられ、今日では点接触トランジスタは歴史的意味しかもっていない。

したがって本稿でも接合トランジスタの高周波特性の改良がいかなる観点からどのような原理にしながら行なわれて来たかという点、および今後の発展はどのような方向に向かって行なわれるであろうかという点について概説することにする。

おもな個々の問題に関しては後に別の著者によってかなり詳細に述べられているから、その項を参照されたい。

(2) 接合トランジスタの高周波特性の改善

接合トランジスタの高周波特性の良さの目安としては f_a だけを考えるべきではなく、最大有能電力利得が 0 dB になる周波数 f_{GC} を使用するべきである。

f_{GC} は合金接合トランジスタの場合

$$f_{GC} = \frac{1}{5} \left(\frac{f_a}{r_b' c_c} \right)^{1/2} \quad (1)$$

で与えられる⁽²⁾。ここで r_b' はベース広がり抵抗、 c_c はコレクタ障壁容量である。

この式から f_a はできるだけ高く、 r_b' 、 c_c は共にできるだけ小さくすれば良いことになるが、これを実現するには色々な困難がある。

最初に合金接合トランジスタについて考えてみるとたとえば f_a を高くするには一次元的構造では f_a は

$$f_a = \frac{1.2 D_m}{\pi W^2} \quad (2)$$

ただし D_m : 少数キャリアの拡散定数、 W : ベース幅で与えられるから、 W を小さくすればよいことになるが従来の冶金学的方法で 10μ とか、あるいはそれ以下の W を得ることは歩留りの点を考えるとかなり困難である。このことは市場に出た合金接合トランジスタの f_a が 1~2 Mc のものが多かったことをみれば理解できよう。

狭いベース幅を分散少なく作る方法は大きく別して2つ考えられ、1つは従来の冶金学的方法を継承するが、半導体片の厚さや合金物質の量、温度変化を非常に精度よく制御する方法で、この方法でもかなりよい特性のものが得られることは新美、吉田両氏が後述しているごとくである。他の方法はあらかじめ薄いベース領域

を別に作っておいて、その厚さを変更しないようにエミッタおよびコレクタを付けようとするものである。

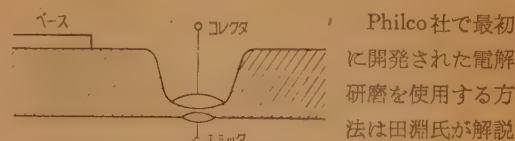


図1 穿孔形合金接合トランジスタ

ところで合金接合トランジスタでは、エミッタ接合とコレクタ接合が平行平面にならないことが多いが、このために f_a が著しく低下していることが解析的にも実験的にも示された^{(4),(5)}。いま、ベース幅の最小値を W_0 、エミッタ周縁部におけるベース幅を W_1 とし、 $\xi = W_1/W_0$ とすると、シャ断周波数 f_a は

$$f_a = \rho f_{a0} \quad (3)$$

$$\text{ただし} \quad f_{a0} = \frac{1.2 D_m}{\pi W_0^2}$$

$$\rho = \frac{3}{\xi^2 + \xi + 1}$$

となって、接合面がわずかに彎曲することにより、 f_a はベース幅の最小値で定まるシャ断周波数 f_{a0} より著しく低下することがわかる。

エミッタ接合面とコレクタ接合面とを平行にする方法にも2通りあって、新美、吉田両氏が解説しているようにゲルマニウムの結晶構造を巧みに使用する方法と RCA 社や Philco 社で行なったようにあらかじめベース領域の両面を平行に作っておいて、その形を変えないように、エミッタおよびコレクタを設ける方法とがある。

つぎに c_c を小さくすることを考えると c_c は

$$c_c = A \sqrt{\frac{q \epsilon N}{2 V_c}} \quad (4)$$

ただし、 ϵ : 誘電率、 N : 不純物密度、 V_c : コレクタ電圧、 A : コレクタ面積、 q : 電気素量で与えられるから、コレクタ電圧を一定にして考えると、ベースの不純物密度を少なくし、コレクタ面積を小さくすればよいことになる。

ベースの不純物密度は後に述べるベース広がり抵抗やコレクタ耐逆電圧にも関連して、それらも考慮して決定せねばならない⁽⁶⁾。コレクタ面積は c_c の観点から

は小さい方がよいが、コレクタ許容消費電力や電流増幅率を小さくしないという条件でやはり限界がある。

合金接合トランジスタで電流増幅率の値を決定する最も大きな要素は少数キャリアの表面再結合であるから、電流増幅率は表面再結合速度や電極寸法の関数となる。これに関しては、すでにモデル実験⁽⁷⁾や近似計算⁽⁸⁾による研究結果が発表されているが、一例をあげるとコレクタが平面接合で、エミッタのみが曲面接合の場合、少数キャリア到達率 β は次式のごとく表わされる。

$$1 - \beta = \frac{z}{x} \left[1.1 + \left(\frac{y}{x} \right)^{1/2} e^{-\frac{\pi}{2}(y-x)} \cdot \left\{ -1.0 + \frac{2.0}{\sqrt{2z}} \cdot \frac{K_1(y\sqrt{2z})}{K_0(y\sqrt{2z})} \right\} \right] \frac{1+w}{2} \quad (5)$$

ただし $w = W_0/W$, $x = a/W$, $y = b/W$,

$z = SW/D_m$

W_0 : ベース幅の最小値

W : エミッタ周縁部のベース幅 (半導体片の厚さ)

a : エミッタ半径, b : コレクタ半径

S : 表面再結合速度

またコレクタ接合を余り小さくするとエミッタ、コレクタの偏心の影響も大きくなって治具その他に要求される精度が非常に厳しくなり実際上の限界がある。

等価回路的にベース広がり抵抗といわれる量に合金接合トランジスタのどの部分がどのように寄与しているかについては、いろいろの研究がなされているが、まだ明確な結論は得られていない。

エミッタ接合ないしはコレクタ接合の周縁からベース電極に至る部分の示す抵抗は、普通に半導体が抵抗体として示す抵抗と考えてほとんど間違いないであろうが、エミッタ接合とコレクタ接合に挟まれた有効なベース領域の示す抵抗をいかに考えるべきかについては種々の議論がある^{(9),(10)}。拡散電流を無視して、抵抗体として算出する方法も提案されているが、ベース領域内の電位分布を求め、これからベース領域内の平均の電位降下を等価回路で表示する手段としてベース抵抗を導入しようという考えもある。後者の場合低周波に対して高注入水準にあるトランジスタでは

$$r_b = \frac{1}{8} \left(\frac{a}{L} \right)^2 \frac{1}{g_{ss}} \frac{1}{1 - \alpha_0} \quad (6)$$

ただし a : エミッタ半径, $L^2 = 2bL_m$

L_m : 少数キャリア拡散長

b : 多数キャリアと少数キャリアの移動度

の比

$g_{ss} = qI_0/kT$ I_0 : エミッタ直流電流

α_0 : 実測される電流増幅率

である。しかしエミッタ接合の極く近くにベース電極を付けたり、ベース領域としてはエミッタ、コレクタに挟まれた部分だけが薄くなるようにすればベース広がり抵抗の下がることは実験的に知られている。Philco社や RCA 社の行った方法は後者の例である。

現在 f_a が 10 Mc 程度の高周波用合金接合トランジスタが市販されているが、これは後に述べるキャリア・ドリフト形トランジスタと異なって高速度スイッチ素子として使用した場合エミッタ耐逆電圧が高く、少数キャリア蓄積時間も短いという優れた特性を有している。しかしその反面、パンチ・スルー電圧が低く、コレクタ接合の空間電荷層の厚さとベース領域の厚さが同程度であるために電圧帰還率が大きく、双方向性素子として扱わねばならないので、高周波増幅素子としては取り扱いにくいという欠点を有している。

成長接合トランジスタについては、従来の製造技術を開発させていく以外に方法はなかったようであるが、不純物を順次添加していく方法は不純物の溶融半導体中での拡散やベース領域引上時の温度制御の精度を考えれば明らかなように数 μ の薄いベース層をつくるには不適當であって、引上速度変化法により高周波トランジスタを作ることが努力された。

結局、上述の事柄は接合トランジスタの高周波特性の改善を、従来の製造技術を改良することにより製造上の困難さを取除こうとする努力であるが、同時に接合トランジスタとして新しい動作原理に基づくものを開発する方向もある訳で、次節以下にこの点について述べることにしよう。

(3) 四極トランジスタ

前述のように電極構造を工夫して r_b を小さくする方法もあるが、図2に示すように成長接合トランジスタにもう1つベース電極をつけてベース領域に注入された少数キャリアを一方のベース電極の近くに

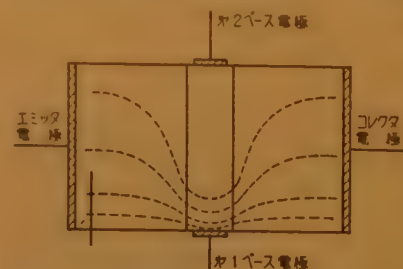


図2 四極トランジスタ

タにもう1つベース電極をつけてベース領域に注入された少数キャリアを一方のベース電極の近くに

集中させてベース抵抗を下げることも提案された⁽¹¹⁾。確かに四極にすればベース抵抗は三極の 1/10 位にすることができるが、一方少数キャリアをベース電極近くに集めるため電流増幅率は小さくなり、2つのベース電極間に mA 程度の電流は流していなければならないので電力効率も悪く、電力容量も小さくなる。しかし、少なくとも一時的な解決にはなった訳で、四極トランジスタを使用した VHF ないし UHF 通信機器の製作も報告されている。

(4) $p-n-i-p$ トランジスタ

合金接合トランジスタで f_{GC} を高くしようとしてもいろいろな困難が出て来る。たとえば r_b' を小さくするために基体の半導体の比抵抗を小さくすると、コレクタ耐逆電圧が下がるしコレクタ容量も増加する。また首尾よく薄いベース領域が得られても余り薄いと低いコレクタ電圧でパンチ・スルー状態になってコレクタ電圧を高くして大電力を得ることができない。したがって各用途に対する最適の低抵抗が存在するが、これらの問題点を解決するには、つぎのようにしてもよい。すなわち、エミッタ側は比抵抗の半導体を用いて r_b' を小さくし、一方コレクタ側には高抵抗の半導体を用いてコレクタ容量を小さくし、耐逆電圧を高くする。この場合エミッタ側の比抵抗を十分小さくしておけば、パンチ・スルーを起こすこともない。

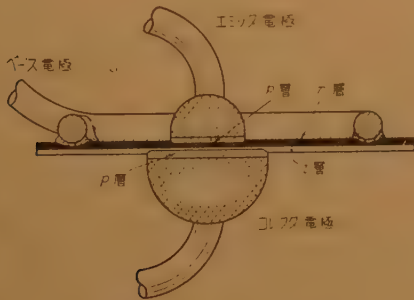
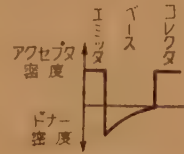


図3 $p-n-i-p$ トランジスタ

$p-n-p$ トランジスタにこの原理をあてはめれば、図3に示すような $p-n-i-p$ トランジスタになる⁽¹²⁾。このトランジスタは電圧帰還率が小さく高周波増幅素子として優れた特性を有するが、高速度スイッチ素子としてみると、エミッタ側とコレクタ側が本質的に非対称な構造であるため若干問題がある。しかし、この着想は次節に述べるドリフト・トランジスタと結合して、現在の高周波用合金接合トランジスタの最も有力な一員となっている。

(5) キャリヤドリフト形トランジスタ

以上述べて来た高周波トランジスタでは、いずれもエミッタからベース領域内に注入された少数キャリアは、コレクタへ拡散していくという現象を利用したものであった。しかし少数キャリアの移動を拡散でなく



(d) 不純物密度分布



(b) エネルギー帯構造

図4 キャリヤ・ドリフト形トランジスタ

電界による加速で行なうことができれば高周波特性が格段によくなることを期待される。ところで、ベース領域内部に電界を発生させる一つの方法はベース領域の不純物密度にこう配をつけることである。すなわち $p-n-p$ トランジスタを例にとると図4に示すようにエミッタ接合近くの n 領域はドナー密度を高くし、それから次第にドナー密度を少なくしてコレクタ接合に至るようにする。ドナー密度分布にこのようなこう配があれば、当然電子の密度もこの配を有し、したがって拡散電流が流れようとするが、電子が拡散すると、後に電離したドナー・イオンが残り、電子を引戻す内部電界を生じ、この拡散電流と電界電流が平衡した状態で定常状態となる。この内部電界の強さ E は

$$E = -\frac{kT}{e} \cdot \frac{1}{N_D} \cdot \frac{dN_D}{dx} \quad (3)$$

で与えられる。ただし N_D はドナー密度、 x はエミッタよりコレクタへの空間座標である。この電界は正孔に対しては加速電界となり、いま、たとえば不純物分布が指数関数的であるとすれば、このときの f_a は

$$f_a = \frac{D_m}{\pi W^2} \left(\frac{\Delta V}{kT} \right)^{3/2} \quad (4)$$

$$\text{ただし } \Delta V = kT \ln \frac{N(0)}{N(W)} \quad (5)$$

$N(0)$: エミッタ接合前面の不純物密度

$N(W)$: コレクタ接合前面の不純物密度

となり、不純物密度こう配をつけない場合に対し、 $(\Delta V/2kT)^{3/2}$ だけ改善される。いま $\Delta V = 8kT$ とするとベースの幅が 10μ の場合でも $f_a = 100 \text{ Mc}$ となり、少数キャリアの走行に関するシャ断周波数を高くすることが極めて容易であることは明らかであろう。また、この方法は連続的ではあるが、前節で述べた $p-n-i-p$ の長所も兼ね備えている。

実際に不純物密度こう配を有するベース領域を得るにはいろいろな方法があり、これらについては個々の例について岡部, 佐藤, 吉田, 藤本の各氏が詳細に解説されているのでそれらを参照されたい。

いずれの方法をとるにせよ不純物密度にこう配をつけることにより、高周波特性は著しく改善されるが、しかしこの形のトランジスタはエミッタ逆耐電圧が低く、また電流増幅率の周波数も、エミッタの障壁容量で決まるという点が問題であって、この解決は今後の研究課題である。

現在のものではエミッタ障壁容量の影響があるためにエミッタ電流を増加した方が f_t は高くなるけれども、ベース領域内の少数キャリアの走行を考えると、注入された少数キャリアの密度が高くなるにしたがって実効的な移動度が零に近づき、加速電界の影響がなくなってくる。この原因は少数キャリアに対し加速電界である場合に多数キャリアに対しては減速電界となるからである。したがってこの両種のキャリアに対して加速電界であればよく、そのためには図5のように禁止帯の幅をエミッタからコレクタへ行くにしたがい連続的に変化させたととき生ずる擬電界を使用すればよい⁽¹²⁾。実験によるとシリコンとゲルマニウムは任意の成分比で合金をつくり、その合金の禁止帯の幅は成分比によって連続的に変化することが知られている。したがって、これらの合金を用いれば実現の可能性がある。さらに金属間化合物まで考慮すればもっとよい組み合わせが存在するであろうが、現状ではまだこの原理に基づくトランジスタが製作されたという報告はない。

(8) 電界効果トランジスタ

今まで考えて来たトランジスタは、いずれもエミッタからベース領域へ少数キャリアが注入されるという双極性のものではあったが、半導体を使用して電力増幅を行なうには必ずしも双極性である必要はなく単極性のものも考えられる。

電界効果トランジスタはこの例であり、入口から出口に至る多数キャリアの電流路を逆方向にバイアスされた接合(ゲート)の空間電荷層の広がりを利用して変調して電力利得を得ようとするもので、三極真空管によく似ている。

ゲートは逆方向にバイアスされた接合であるから、入力インピーダンスは高く、制御電力もほとんど不要で、原理的には電圧のみでよいから電力利得も大である。また入口から出口に流れる多数キャリアは電界により加速されているので、極めて速く移動し高周波特性もよいと考えられる。したがって高周波用トランジスタとしては最も有望な形式の一つと考えられるが、まだ余り顕著な発展をしていない。その理由は、たとえば現在ゲルマニウムでは電界強度が $1,400 \text{ V/cm}$ を越えると電子の速度が飽和して期待した程多数キャリアの速度が上らず、また自己バイアスの影響を避けるためゲートの寸法をかなり小さくし、しかも相互コンダクタンスを大きくするには、ゲートで囲まれた半導体の部分をかなり細いものにしなければならないという難点があったからである。後者の問題点は製造技術上の改革により解決し得る訳で、最近フランスからテクネトロンという名称で発表されたものは原理的には電界効果トランジスタで、電解研磨の技術を利用して作られたものであり、 $1,000 \text{ Mc}$ で利得を得たといわれている。

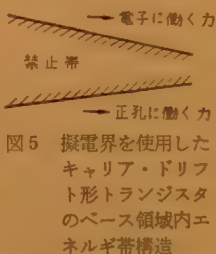
これらの詳細については、佐方氏の論文を参照されたい。

(7) スペシスタ

真空管とトランジスタを比較して、よく考えてみると、真空管では真空中に電子をとり出すために陰極を加熱し、その結果出て来る熱電子を利用しているがトランジスタでは $p-n$ 接合を利用して極くわずかの電力で少数キャリアを半導体中にとり出している。今まで述べて来たトランジスタでは、少数キャリアの注入された半導体領域には余り電界がなかったが、この少数キャリアの注入を強い電界が加わっている領域、具体的には逆バイアスされた $p-n$ 接合の空間電荷層に行なえば、入力インピーダンスの点では異なるにせよ、注入されたキャリアの運動に関する限り、真空管と全く同様なものができ、その高周波特性もよいに違いない。このような観点から考案されたものがスペシスタとか空乏層トランジスタとかいわれるものである。

詳細は佐方氏が述べておられるので割愛するが、三極スペシスタでは、電子なだれを使用して電流利得を得ることが本質的に重要であったのに対し、少しバイアスの加え方を変更するだけで電子なだれを必要としない空乏層トランジスタとなる。

ところが、このような三極構造では内部帰還が大き



く、また第3電極よりキャリアを注入すべく順方向に電圧を加えると、余り大電流でなくても空間電荷領域の電界の様子が変形し、第3電極が空間電荷層から外れてしまうので所期の高周波特性をもたせると電力容量が減少してしまうということが明らかになった。そこで第4電極によるシャペイ効果を用いて解決しようとし、4極スペシスタなるものも提案されている。

この形式では少数キャリアの寿命を考えなくてよいので材料選択の範囲が広がり、有望と思われるが実験的にはまだ余り成功しておらず、今後の研究に期待すべき段階である。

(8) む す び

以上述べて来た高周波トランジスタ発展の方向は、電子走行時間を減少させるように努力する方向であった。しかしマイクロ波真空管発展の歴史から電子走行時間を積極的に利用することも考えられる。ダイオード構造で電子走行時間を利用して、負性抵抗を得て増幅、発振を行なうとする着想は真空管から直ちに類推されることで、トランジスタ発展の初期から度々提案されているが^{(14)・(15)}、いまだに実用になったものはない。これは真空管の場合にもそうであったが、得られる負性抵抗がかなり大きくないや寄生的な原因で発生する正抵抗によって打消されてしまうからである。

もう一つの方向は進行波を利用する方向で、周波数が高くなるにしたがい、素子を集中定数的に考えること自体に無理があるのであって、分布定数的に考えるべきである。原理的には自明の事柄であるが、キャリアの散乱等を考えると真空管と全く同様に考えることはできず、今後の研究課題となろう。

最後に注目すべきことは最近になって半導体の性質を巧みに利用した増幅、発振素子が二、三提案された実験的に確かめられていることである。

1つはトンネル・ダイオードで、福井氏により後に詳細に述べられているが、薄い接合でのトンネル効果を利用したものである。

他の1つは負性質量増幅器⁽¹⁶⁾で、半導体中の電子の有効質量が負になるエネルギー領域があることを利用して、直流電界でこの領域に電子を励起しておいて、交流を増幅しようとするものである。これは原理的には直流から電子の衝突の周波数、すなわち1,000 kMcまで増幅、発振できるはずである。

これらのものは、 $p-n$ 接合から注入された少数キャ

リアを利用することのみを考えず、半導体の有している性質をさらによく理解することが応用面に対しても重要な事柄であることを、われわれに示唆するものであろう。

文 献

- (1) R.M. Ryder and W.R. Sittner: "Transistor reliability studies", I.R.E. **42**, p 414, (Feb. 1954).
- (2) R.L. Pritchard: "High frequency power gain of junction transistors", I.R.E. **43**, p 1075, (Sept. 1955).
- (3) C.W. Mueller and J.I. Pankove: "P-N-P triode alloy junction transistor for radio frequency amplification", I.R.E. **42**, p 386, (Feb. 1954).
- (4) R. Kansas: "The surface barrier transistor, Part IV: On the high frequency performance of transistors", I.R.E. **41**, p 1712, (Dec. 1953).
- (5) 菅野: "曲面接合を有するトランジスタのシャ断周波数", 信学誌, **42**, p 838, (昭34-09).
- (6) L.J. Giacoletto: "Comparative high-frequency operation of junction transistors made of different semiconductor materials", RCA Rev. **16**, p 34, (1955).
- (7) A.R. Moore and J.I. Pankove: "Effect of junction shape and surface recombination on transistor current gain", I.R.E. **42**, p 907, (June 1954); K.F. Stripp and A.R. Moore: "Effects of junction shape and surface recombination on transistor current gain-Part II", I.R.E. **43**, p 856, (July 1955).
- (8) 柳井, 菅野: "合金接合形および表面堰層形トランジスタの電流増幅率におよぼす表面再結合の影響", 信学誌, **40**, p 883, (昭32-08).
- (9) A.J. Wahl: "An analysis of base resistance for alloy junction transistors," Trans. I.R.E. ED-5, p 131, (July 1958).
- (10) 菅野: "合金接合トランジスタのベース抵抗", 信学誌, **43**, p 280, (昭35-03).
- (11) R.L. Wallace Jr, L.G. Schimpf and E. Dickten: "A junction transistor tetrode for high frequency use," I.R.E. **40**, p 1395, (Nov. 1952).
- (12) J.M. Early: "P-N-I-P and P-N-I-N junction transistor triodes," B.S.T.J. **33**, p 517, (May 1954).
- (13) H. Krömer: "Quasi electric and quasi magnetic fields in nonuniform semiconductors", RCA Rev. **18**, p 332, (Sept. 1957).
- (14) W. Shockly: "Negative resistance arising from transit time in semiconductor diodes", B.S.T.J. **33**, p 799, (1954).
- (15) W.T. Read: "A proposed high frequency, negative resistance diode", B.S.T.J. **37**, p 401, (1958).
- (16) H. Krömer: "The physical principles of a negative-mass amplifiers", I.R.E. **47**, p 397, (Mar. 1959).

UDC 621.382.333.029.6

(B) 合金接合形*

正員 新美 達也 正員 吉田 進

(電気通信研究所)

(1) は し が き

合金法によって製作された接合面はとかく彎曲し易くまた微小構造寸法の制御が困難であるため、高周波用トランジスタの性能改善要求はむしろ別の製作方法の開発をうながして目覚ましい発展を見せているが、しかし一方合金接合形トランジスタは構造製法の簡単な点から量産性があり、かつエミッタ逆耐圧の高いため高速スイッチ用として適しているなどの理由から、その歴史的過程と相まって現在多量に製造されており合金方法自体にも相当な改良が加えられている。

(2) 合金方法の発展

合金接合に対しては、(i) 接合面は均一平滑な平面であること、(ii) 接合面の結晶表面からの深さおよび接合面積は規定の値であること、(iii) 再結晶領域は均一な十分な厚さをもつこと等の諸条件が要求される^{(1),(2)}。高周波トランジスタとしては特にエミッタ、コレクタ両接合面が狭い間隔をへだて、完全に平行であることが必要である、しかるに特別な注意を払わずに合金を行なうときは合金用材料は最初結晶表面に接触している一部分において結晶を溶解して付着し、以後温度の上昇と共に次第に付着面積を拡大しつつ結晶内部に滲透するので、冷却再結晶せしめたとき接合はむしろ球面状となる。

特定の金属学的結晶面が合金の滲透を抑制することは 1955 年頃から注意され始め、(111) 結晶面を利用して平行平面接合を作る試みが行なわれて来た^{(3),(4)}。ゲルマニウムのごときダイヤモンド構造の結晶においては、[111] 軸方向に最も原子密度が大きく (111) 面の溶解剝離が困難であるので、きわめて緩徐な合金温度上昇では合金部の前端は (111) 面で抑制される。Mueller ら⁽⁵⁾ は合金接合面にこの結晶面を選び、非金属フラックスの助けをかりて In-Zn(1%) 合金を低温で十分に Ge 面上に濡れさせてからつきに多少酸化性

のふん囲気中で徐々に (20°C/分以内) 温度をあげることによって接合直径の 90% が 1/2 μ 以内の平担さをもつ合金接合を作った。十分な再結晶層の成長のためには 20°C/分 以内の徐冷が必要とされている。

一方 Ge や Si の結晶製造技術の進歩により一層完全な結晶が使用できるようになったが、刃状転位密度が 100 個/cm² 程度以下になると転位のない場所で行なわれた合金は過度の広がりを生ずることが判った。元来転位はその蓄積されているひずみエネルギーによって [111] 方向の結晶溶解を促進し合金材料の表面張力を強く保つから広がりを抑制するのであり、人為的にたとえば合金個所にあらかじめ機械的に傷をつけ、あるいはパルス電流を流すことによって転位と同等の効果が得られることも知られている⁽⁶⁾。また結晶溶解の等方性は急速な温度上昇によって得られるから⁽⁷⁾、Ge-In の場合水素中 300°C であらかじめ Ge に濡れを与えた後に酸素をわずか含んだ窒素中で極めて急速に (1,500°C/分) 温度を上昇させて広がりを 10% 程度に抑えることができる⁽⁷⁾。この場合急激な温度上昇を与えても 550°C で 3 分間維持することにより熱平衡に達して完全な平面接合が得られている。Si に Al を合金するときも全く同様の現象を生ずるが、この場合には 9,000~18,000°C/分 の上昇速度を要し高周波加熱によって達せられている⁽⁸⁾。いずれの場合も合金温度で熱平衡に到達せしめることにより合金時間に無関係に濡れ面積と合金材料の量とで合金深さが制御され、ほぼ理想的な合金を行なうことができる。ただし、これらの方法によって改善された高周波諸特性の詳細な報告はないのは残念である。

(3) 高周波合金形トランジスタの試作

筆者らは上述の研究状況にかんがみ、合金形トランジスタの試作を行なって実現しうる高周波特性の一つの限界を調べた⁽⁹⁾。製作に当っては合金形の特徴を生かして、できるだけ簡易な手段によること、両接合面は完全に均一平面であること、接合逆方向降服電圧およびパンチスルー電圧はそれぞれ -30V および 10V 程度以上であること、コレクタキャパシタンスおよび

* (B)-Fused-Alloy Junction Type. By TATSUYA NIIMI and SUSUMU YOSHIDA, Members (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [資料番号4625]

外部ベース抵抗をできるだけ小さくすること等を基本的条件とし予備的実験と考察を行ない、目的を達成する方法としてつぎの結論を得た。① In-Ge の合金前端を Ge の (111) 結晶面で抑制することを目的として (111) 面をペレット面を選ぶ。② In の Ge 面上濡れと (111) 面による合金滲透の抑制とを両立させるへの十分なために、高真空中で合金初期に急速な、また最高温度付近では極めてゆるやかな温度上昇を行なう。両者の中間では短時間の温度低下 (約 50°C) を行なうのが効果を確実にする。③ Ge 表面上の In の過度の広がりには適度に結晶刃状転位の多い (合金面積内に少なくとも 4 個) 結晶材料を用いることによって避ける。④ ベース幅の制御は一定量の In を使用し規定の温度サイクルと熱平衡に到達するのに十分な時間とを与えることにより容易に行なわれる。

具体的には (111) 軸方向に成長させた比抵抗 $0.7\Omega\text{cm}$ 、転位密度 $3\sim 5$ 万個/ cm^2 の n 形 Ge から厚さ 35μ のペレットを作る。エミッタおよびコレクタ用合金材料として直径それぞれ $190, 290\mu$ の真空溶融によって作った純 In 球を用いる⁽¹⁰⁾。これらを治具中に納めて $1\times 10^{-5}\text{mmHg}$ の真空中で最高温度 510°C で 7 分間合金を行なえば、合金広がりには In 球直径の 10% 以下でエミッタ側から 12μ 、コレクタ側から 19μ の合金滲透を生じ、ベース幅 4μ の平行平面接合ができる。

これは合金部分を円すい台近似で計算して得られた値と 1μ の精度で一致する^{(9), (11)}。図 1 は接合部断面の顕微鏡写真で、この例ではベース幅は 3.5μ である。この合金

素子を孔径 0.55mm のリングベースに純錫をハンダとして 350°C で合金接続する。

この試作品の電流増幅率 h_{fe} および $h_{fb}(=\alpha)$ の周波数特性並びに一般特性の一例をそれぞれ図 2 および表 1 に示す。試料 No. 1 は試作品の中で中等程度の、他はほぼ最高の f_a をもつものである。測定結果の解

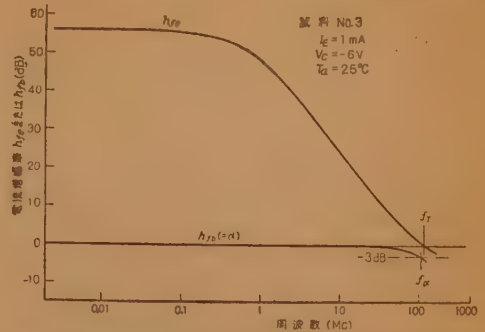


図 2 電流増幅率 h_{fe} および $h_{fb}(=\alpha)$ の周波数特性

表 1 試作高周波合金形トランジスタの特性

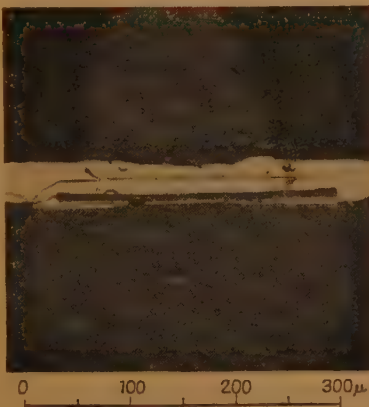
特性量	試料	No. 1	No. 2	No. 3
エミッタ降服電圧 $BV_{EB}(\text{V})$ [100 μA]		-25	-40	-41
コレクタ降服電圧 $BV_{CB}(\text{V})$ [100 μA]		-45	-49	-45
パンチスルー電圧 $V_{ps}(\text{V})$ [100 μA]		20.2	9.2	9.2
低周波エミッタ接地電流増幅率 h_{fe} [270 c/s]		257	408	632
ベース接地内部電流増幅率 α 断周波数 f_a (Mc)		100	187	311
$b'e$ 間抵抗 $r_{b'e}$ (Ω)		6,600	10,900	16,850
$b'e$ 間キャパシタンス $C_{b'e}$ (pF)		74.4	38.2	23
ベース広がり抵抗 $r_{bb'}$ (Ω)		192	397	230
コレクタキャパシタンス C_c (pF) [1 Mc]		5	4.8	5.6
実測 α 断周波数 f_a (Mc)		62	97	105
雑音指数 F (dB) [1 kc]		7.5	—	5.5
ベース幅 $W(\mu)$ [$C_{b'e}$ より推定]		5.7	4.4	3.5

動作特性は $I_E=1\text{mA}$, $V_C=-6\text{V}$ における値

析から実測の α 断周波数に対する $C_c, r_{bb'}$ の効果が非常に大きく、100 Mc 以上の値を得るためには接合面積の縮小が絶対的であることが判明した。しかし、この合金方法では製作技術上前述の寸法がほぼ限度であると考えられる。接合部断面から測定されるベース幅はパンチスルー電圧から計算される値よりも常に約 1μ 大きく超顕微鏡の凹凸が接合面にあるためと考えられる。しかし転位密度 50 万個/ cm^2 の Ge 結晶を用いてもいわゆる合金のつきぬけを生ずることなしに 1.7μ の間隔を保った完全な平行平面接合ができる事実があり、試作品の電氣的測定からも結晶転位の明らかな悪影響は認められなかった。したがって高周波合金形トランジスタ用としてはこの実験に用いた程度の転位密度の多い材料も使用可能である。また研究途上の試作結果では合金の失敗したものを除けば、約半数が $f_a=50\sim 100\text{Mc}$ であって、この分散は全く Ge 上の In の広がり程度に原因している。

量産の場合の製造上の諸問題、安定性、耐衝撃性等

図 1 高周波合金形トランジスタの接合断面顕微鏡写真



についてはまだ検討改良の余地があるが、本試作トランジスタは 50~100 Mc の f_a をもち、スイッチ特性も改善され、合金形としてほとんど最高の高周波特性をもつものと考えられる。

文 献

- (1) 高村 真：“ゲルマニウムジャンクションにおける結晶生成の機構”，東芝レビュー，14，2，p140，(1958-02)。
- (2) C.W. Mueller and N.H. Ditrack：“Uniform planar alloy junctions for germanium transistors”，RCA Rev., 17, 1, p 46, (1956)。
- (3) N.P. Burcham et al：“Germanium alloy junction transistors”，TRANSISTOR TECHNOLOGY III, D. Van Nostrand Co., Princeton, N.J., p 175, (1958)。
- (4) L.P. Hunter：“Handbook of semiconductor electronics”，p 7, McGraw-Hill Co., N.Y. (1956)。
- (5) J.I. Pankove：“Effect of edge dislocations on the alloying of indium to germanium”，J.A. Phys., 28, 9, p 1054, (1957)。
- (6) B. Goldstein：“The dissolution of germanium by molten indium”，RCA Rev., 18, 2, p 213, (1957)。
- (7) C.W. Mueller：“Alloying properties of germanium free of edge dislocations”，RCA Rev., 18, 2, p 205 (1957)。
- (8) J. Rothen et al：“Alloying with controlled spreading in silicon transistors”，Part 1, Semiconductor Products, p 41, (Aug. 1959). Part 2, Semiconductor Products, p 35, (Sept. 1959)。
- (9) 吉田 昭口，平井，小堀：“試作合金形高周波トランジスタの特性”，昭 34 連大。
- (10) A.S. Rose：“Metallographic aspects of alloy junctions”，RCA Rev., 19, 3, p 423, (1958)。
- (11) L. Pensak：“Calculation of alloying depth of indium in germanium”，TRANSISTOR I, RCA Lab. Princeton, N.J. p 112, (1956)。

UDC 621.382.333.029.6

(C) ドリフト形合金接合*

正 員 岡 部 雄 治

(東京芝浦電気株式会社)

(1) は し が き

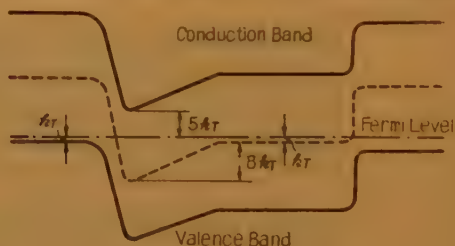
H. Kroemer⁽¹⁾ によって開発されたドリフト・トランジスタは、拡散形トランジスタの周波数限界を克服するものとしての期待をみたした上、その優れた量産性に裏付けられて、短波帯から FM 領域の需要を充足しながら、その生産高は飛躍的に増大しつつある。特性上は $-h_{fb}$: 0.90~0.99, $r_{bb'}$: 40 Ω , c_{ob} : 1.5~3.0 pF 程度が一般的であり、 f_a は 100~200 Mc 程度のもので量産されるに至っている。またスイッチ用、あるいはビデオ増幅用としての要求から、 f_a が相当高い上に、安定した寿命による信頼感があるので、ドリフト・トランジスタの躍進は目覚ましいものがある。

(2) ドリフト・トランジスタ設計の基礎的な諸条件

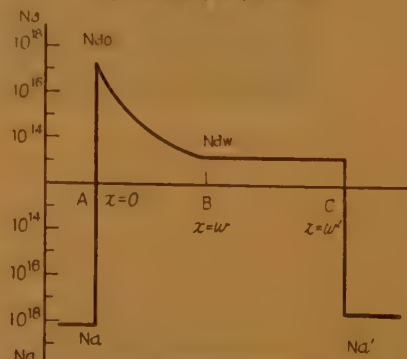
(a) エミッタのアクセプタ濃度の制約

エミッタ能率，したがって $-h_{fb}$ の値は，アクセ

プタ濃度 N_a の関数であって、 N_a のできるだけ大きいことが望ましいのであるが、余り不純物濃度を大き



(a) エネルギダイアグラム



(b) 不純物濃度分布

図 1

* (C) Carrier Drift Alloyed Junction Type. By YUJI OKABE, Member (Tokyo Shibaura Electric Co., Ltd., Kawasaki). [資料番号 4626]

くすることは特性に良くない影響をおよぼすので、一般に N_a の値はエミッタにおける価電子帯の準位とフェルミ準位の間隔が図1に見るように、 kT より大きくなる程度に選ばれている。

(b) ベースの濃度こう配について

ベースのドナー濃度に関する設計は、図1に示す A, B, C の3点の条件によって規定される。すなわちエミッタと PN 接合を作る部分 A における値 N_{d0} とコレクタと PN 接合を作る部分 C における値 N_{dw} と、拡散距離 w を与える B の条件を考えることになる。

A における濃度 N_{d0} を考えて見ると、上述のエミッタ能率の条件からはその値ができるだけ低いことが望ましいが、あまり低くすると一つには built-in field の強さの設計が窮屈になることと、いま一つは $-h_{fe}$ の値が1に近くなり過ぎて h_{fe} の値が非常に大きな値になるために、生産上の見地からすると製品のバラツキが大きくなって、その管理がむずかしくなる。このため、 h_{fe} の値が大体 50 位になる程度、これは図1に見るように A における伝導帯準位とフェルミ準位の間隔が、エミッタにおける前述の条件よりもさらに $4kT$ 、すなわちその間隔が $5kT$ 程度になるように設計されている。

B より C に至るドナー濃度 N_{dw} に関する根本的な考慮は、濃度こう配による built-in field の効果を高めるためには、できるだけ低い値にしたいのであるが、一方ベースに射入された正孔密度に比較して、その濃度を充分大きく選んで置かなければならないことの2点である。この条件を満足するものとして、いわゆる Intrinsic に近い値、多くの場合、禁止帯の中心とフェルミ準位の間隔が kT なる程度に設計されている。

つぎに拡散距離 w に関して考えて見ると、 A, B における濃度についての上述の条件から、built-in field を与える基となるエネルギー差 $q\Delta V$ が、

$$q\Delta V = q|V_A - V_B| \leq \frac{1}{2} E_B - 6kT = 8kT \quad (1)$$

E_B : バンド幅

となる。これより不能物分布が指数関数にしたがうものとする built-in field の強さ F に関して

$$\frac{q\Delta V}{kT} = \frac{qFw}{kT} = \ln \frac{N_{d0}}{N_{dw}} \quad (2)$$

が成立し、正孔の transit time より定まるしゃ断周波数 f_a は

$$f_a = \frac{D_p}{\pi w^2} \left(\frac{q\Delta V}{kT} \right)^{3/2} \leq 8 \frac{D_p}{\pi w^2} \quad (3)$$

D_p : 正孔の拡散係数

によって与えられるから、したがって、拡散距離 w の選定の基準は、問題のトランジスタの f_a をどれ位の値に設計するかによって決定される。しかしながら後述のように、現実に製造されるドリフト・トランジスタの f_a と規定する因子はエミッタ容量の場合が多く、拡散距離 w の選定はそれによる f_a の制限が無視できる程度に選ばれている。

B より C に至る Intrinsic 領域の幅は、トランジスタの使用電圧から決定されるが、Depletion layer としてコレクタ容量 c_{cb} を小さくすると共に、トランジスタの耐圧を高くすることに役立っている。また、濃度こう配による built-in field と、高いドナー濃度 N_d より来るベース抵抗 $r_{bb'}$ の小さいことと共に、ドリフト・トランジスタの優れた特性を与える根本的な条件となっている。

(c) コレクタのアクセプタ濃度

ベースのコレクタ側の不純物濃度が低いので、コレクタのアクセプタ濃度については、特に問題とする程の条件はなく、普通に PN 接合が形成される程度であれば充分である。

(3) ドリフト・トランジスタの製造技術

大体の構造を図2に示す。本質的な部分はエミッタ側に拡散層を有する N 形ゲルマニウム・ペレットと、合金接合によって P 領域を作るためのエミッタ・ドット、あるいはコレクタ・ドットと呼ばれるインジウム・ドットであり、構造部分としては、これを持し同時にベース電極の取出口であるベース・タブと、エミッタおよびコレクタの接続端子となるリード線から成る。

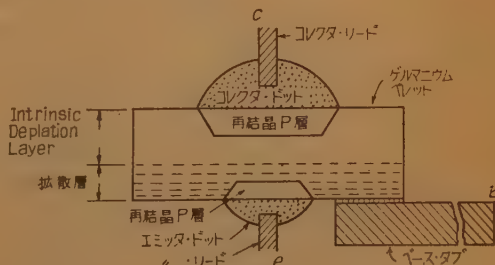
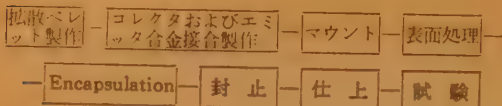


図2 トランジスタ素子

製造工程のブロック・ダイアグラム

大体次表の順序にしたがって製作される。この中、



合金接合を作る所から後に関しては、一般の拡散形トランジスタの製造工程⁽¹⁾よりさらに洗練された技術が必要とするが、原理的には異なる所はないし、ドリフトトランジスタ製造の最も重要な技術の一つである拡散技術についても、別に総括して紹介されているので、ここでは特に採上げないことにする。

(4) ドリフト・トランジスタの シャ断周波数 f_a

前述のように、ドリフト・トランジスタのシャ断周波数は、それが正孔の transit time による制約である場合には式 (3) で与えられて、数百 Mc のトランジスタの設計も比較的容易なはずであるが、現実には、エミッタのバイアス電流を 1 mA 程度で使用する場合を考えると、 f_a が 100 Mc 以上のトランジスタを作ること、それ程易しいことではない。これはドリフト・トランジスタの場合、エミッタ側でのドナーの表面濃度が非常に高いために、一般の拡散形の場合とは異なっていて、エミッタの面積を仮令 0.1 mm ϕ 程度に設計することができたと、エミッタ側の transition capacitance c_{TE} が数 10 pF 以上の大きくなり、相対的にエミッタ能率を減少することになって、 f_a の値を制約することになる^(4,5)。

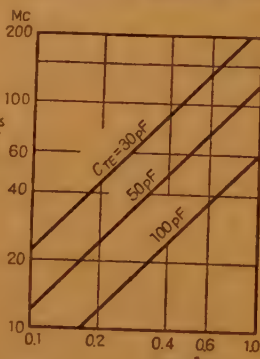


図3 c_{TE} と f_a の関係
($r_{bb}' < r_d$)

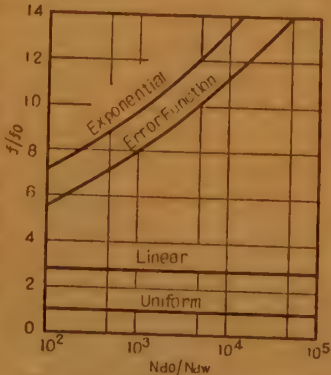


図4 不純物分布の f_a への影響

しかしながら、もし f_a が単純に transit time によってのみ規制されるものとするれば、 f_a は不純物の濃度こう配の関数となって、指数関数にしたがって分布したときが最も

有利であって、誤差関数にしたがう分布の場合はこれに若干劣る。その模様を図4に示す⁽⁵⁾。

(5) ドリフト・トランジスタの大電流特性

拡散形トランジスタの大電流時の動作は、いわゆる conductivity modulation によって、そのエミッタ能率が低下するために、小電流の場合の動作特性と違って来るが、ドリフト形の場合も現象は異なっても、同様に大電流時の動作特性は違って来る。すなわち正孔に対する電流密度は

$$j_p = q \frac{N_{pp}}{N+p} F_p - q \frac{N+2p}{N+p} D_p \text{grad } p \quad (4)$$

N : ベースのドナー濃度

μ_p : 正孔の移動度

D_p : 正孔の拡散係数

p : 射入された正孔密度

で表わされるが、built-in field による電流を表わす第1項にあては、正孔の移動度が実効的に

$$\mu_{p\text{eff}} = \frac{N \mu_p}{N+p} \quad (5)$$

によってえられることを示すものであり、拡散による電流を表わす第2項において、正孔の拡散係数は実効的に、

$$D_{p\text{eff}} = \frac{N+2p}{N+p} D_p \quad (6)$$

で表わされるものと考えられる。したがって大電流時のドリフト・トランジスタの動作は、 $p \gg N$ の場合には、正孔の移動度は実効的に0に近付くし、一方、その実効拡散係数は小電流の場合の2倍の値に収れんして、実質的にはドリフト形の built-in field による動作特性を喪失して、一般の拡散形トランジスタとして動作するに至る。その限度を知るために、 $p \leq N$ を評価の規準にとれば、

$$j_p \leq \frac{4qD_p}{w} N_0 \frac{q \Delta V}{kT} e^{-q \Delta V / kT} \quad (7)$$

が成立して、 $w=10 \mu$, $q \Delta V=8 kT$, $N_0=10^{17} \text{cm}^{-3}$ の場合について計算すれば、電流密度の限界を与えるものとして、

$$j_p \leq 110 \text{ mA/mm}^2 \quad (8)$$

が得られる。

(6) ドリフト・トランジスタの分野

従来のドリフト・トランジスタは、短波ラジオと

FM ラジオがその用途の総べてであったが、計算機においてその計算速度が次第に重視されるようになったことと、品質の向上、原価の低減と相まって、スイッチングの分野にもドリフト・トランジスタの進出は著しいものがあり、そのための解析も行なわれているが⁽⁴⁾この用途に適するものとして、Depletion layer による高逆耐電圧特性を生かした上に、大電流時の電流増幅率の変化の少ないものを得るための努力が続けら

れている。また TV 分野において水平振幅用を対象として考えるのも興味のある所である。

文 献

- (1) H. Kroemer: Archiv der Elektrischen Übertragung, 8, p 223, 363, 499, (1954).
- (2) F.J. Biondi: Transistor Technology, III.
- (3) J.L. Moll & I.M. Ross: I.R.E., 44, (Jan. 1956).
- (4) R.C. Johnston: I.R.E., 46, p 830, (May 1958).

UDC 621.382.333.029.6

(D) ドリフト形成長接合*

正 員 佐 藤 秋 比 古

(日本電気株式会社)

現在市販されているトランジスタのうち、しゃ断周波数 f_{ab} が数 10 Mc から 150 Mc 位までの範囲の成長接合トランジスタは、その製作法の種類は域多くあるが、いずれも不純物の拡散によりベース領域をつくっている。したがって不純物の濃度分布によりベース領域内にドリフト電界が生ずる。この意味で一括してドリフト形成長接合といえよう。以下そのおもなる製作法についての原理、およびこの種のトランジスタの性能について述べよう。

(1) 製 作 法

(a) 成長拡散法 (Grown Diffusion Process)⁽¹⁾

引上げ法で pnp または npn の構造を有する結晶を引上げることは通常の成長接合トランジスタに似ているが、この操作は図1に示すように三つの操作から成る。すなわち ① まずコレクタ部分を引上げる。② つぎにベースまたはエミッタをつくる2種の不純物を投入、③ さらに引上げをつづける。この際エミッタ部分が引上がると同時にベース不純物がコレクタ部分内に拡散されベース層が形成される。ベース不純物としては拡散係数の大きいものを選ばねばならない。ゲル

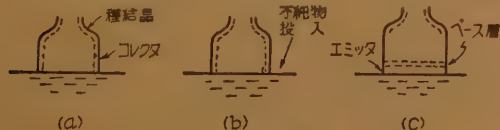


図1 成長拡散形

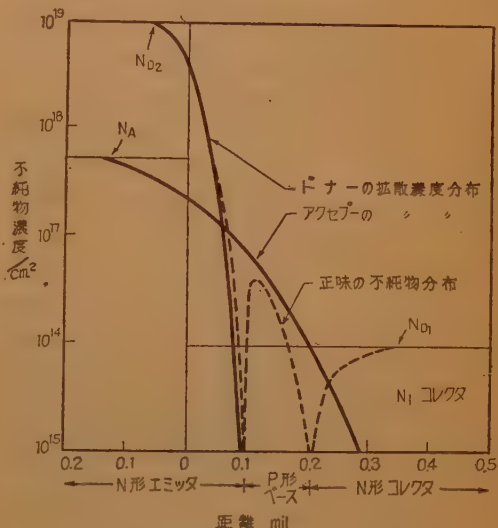


図2 成長拡散形トランジスタにおける不純物分布 (シリコン)

マニウムでは n 形不純物、シリコンでは p 形不純物の拡散係数が大きいので、おのずとゲルマニウムでは pnp 、シリコンでは npn トランジスタとなる。シリコントランジスタにおける不純物分布の一例を図2に示す。 ND_1 は最初に引上げたコレクタ部分の n 形不純物の濃度、 ND_2, NA はそれぞれエミッタおよびベース不純物が投入されて最初に引上った部分中に存在する n 形、 p 形不純物濃度である。時間の経過とともに ND_2, NA ともコレクタ側に拡散を行なうが、 NA の拡散係数が ND_2 のそれより大きいので NA はより深く拡散する。この結果点線で示したような p 領域 (ペー

* (D)—Carrier Drift Grown Junction Type. By AKIHIKO SATO, Member (Nippon Electric Co., Ltd., Kawasaki). [資料番号 4627]

ス層)が生ずる。エミッタ側はもちろん $N_D \gg N_A$ で n 形である。

上記の説明中の N_D, N_A, N_D は投入された不純物の量そのものでない。分配係数 k 等を考えて必要量を投入しなければならない。

この結晶を細い矩形棒に切断してベース領域にベース・リードをボンドしてつける操作は通常の成長接合トランジスタと同様である。

(b) メルトバック拡散法

(Diffused-Meltback Process)⁽²⁾

この製法を図3に示す。まず p 形, n 形両方を含んだ結晶を引上げる。これを細い矩形棒にきり出す。

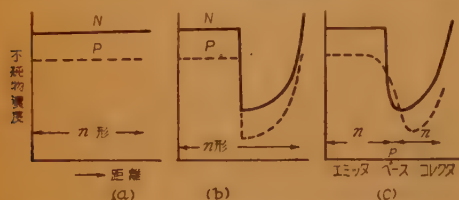


図3 メルトバック拡散法における不純物分布

図(a)に示すように $N \gg P$ と選んであるからこの結晶は n 形である。つぎに、この矩形棒の一端を加熱して溶解した後これを再結晶させる。図(b)のこどく偏析によりこの再結晶部分の不純物濃度は低下する。最後にある時間高温中に保てば拡散係数の大きい不純物(この場合は p 形)が拡散して薄い p 形層(ベース領域)をつくる。

(c) ミニクリスタル拡散法

(Diffused Minicrystal Process)⁽³⁾

この方法はやや Grown Diffusion Process と似ている。極めて小さい短冊形の種結晶を p 形, n 形両方の不純物を含んだ半導体融液に接触せしめてから結晶を成長させる。このとき両不純物の割合を適当にして図4(a)に示すよう

に p 形種結晶に連続して p 形の微小結晶を成長させる。つぎに高温下

に保持しておけば (a) 拡散前 (b) 拡散後

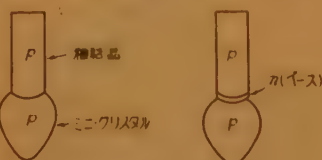


図4 ミニクリスタル拡散法

微小結晶中に n 形不純物が拡散してベース領域をつくる。種結晶はコレクタになる。この方法では1個1個がトランジスタで多少の成形によりこれがそのままトランジスタになる。

以上三つの方法はいずれも2種の異なった伝導形の不純物を用い固化の際の偏析およびそれにつづく不純物拡散という技術を用いている点は同様である。また Minicrystal 法は Alloy diffusion 法と極めて類似している。後者では二つの異なった伝導形不純物を直接また適当な稀釈金属に含ませて半導体結晶に接触させ融解するが、前者では稀釈金属が半導体それ自体であること、および微小結晶の生成と拡散とを別々に行なっている程度の差しか原理的にはない。

(2) 特性

図2の不純物分布からわかるようにベース領域ではエミッタ側からコレクタ側に向かって不純物濃度が減少し、周知のとおりドリフト電界が生じ、その周波数特性を改善する。また拡散によりベース層が形成されるからベース層は極めて薄く制御しうる。したがって $f_{\alpha\beta}$ は非常に高くなしうる。

現在この種のトランジスタは米国では 2N 1107, 2N 335 など日本では 2SA 153, 2T 204 A などがあげられる。

しゃ断周波数が簡単に高く取りうるとともに電流増幅率 h_{fe} が高い。また出力容量が小さいので高周波電力利得がかなり高く取りうる。しかし成長形であるからコレクタ飽和抵抗がやや高いため、大電流スイッチ特性の点でやや不利である。コレクタ飽和抵抗に寄与するものとしてはコレクタ部分の体抵抗が問題になるので、これを減少させる努力がなされている。T.I. 社ではコレクタ部分の表面積をめきしている。GE 社ではセラミックガラスにシリコントランジスタを組み立てる。構造の要の増大と、通孔抵抗値の減少の両方をはかり、優れた特性を得ている。

また成長形であることを利用してベース領域にベースリードを二つボンドしたいわゆるテトロードをもつてられている。ドリフト形成長接合の $f_{\alpha\beta}$ が高いことおよび h_{fe} の高いことの両特性により極めて高周波特性がよいテトロードを得る。3N 25 (ゲルマニウム) 3N 34, 3N 35 (シリコン) 等が代表製品である。

文 献

- (1) B. Cornelson & W.A. Adcock: I.R.E. Wescon Cov. Red. Part 3, p 22, (1957).
- (2) L.A. Lesk & R.E. Gonzalez: Trans. I.R.E. PGED, (July 1958).
- (3) L.A. Lesk & R.E. Coffman: J. A. Phys. 29, p 1493, (1958).

UDC 621.382.333.029.6

(E) Mesa 形*

吉 田 進

(ソニー株式会社)

(1) は し が き

Mesa 形トランジスタの開発は VHF 分野に明るい見通しを与えた⁽¹⁾。しかもそれは大出力の応用にまで進出し得る画期的なものである⁽²⁾。Mesa トランジスタはその物理的構造から名付けられている。すなわちその基本部分があたかも台地に似ているからである (Mesa はスペイン語で table を指す)。ここでは根幹となるべき拡散、蒸着および電極リード付け等の製造技術を中心に、その概要をゲルマニウムについて述べ、最近実用化されつつあるシリコンに関してもふれて見よう。

(2) 高周波特性に関係する因子

Mesa 形の基本構造は $P(N)$ 形の半導体をコレクタとした基本に $N(P)$ 形の不純物を高温で拡散、表面に薄いベースを作り、その上に合金または拡散によって $P(N)$ 形のエミッタを設けた拡散形である (図 1

(A), (B))。

トランジスタの高周波領域での性能の良否は利得帯域幅指数 (Gain-bandwidth figure of merit) により判断され、この値が大なる程よいとされている⁽³⁾。それがためには f_a (α シャ断周波数) ができるだけ高く r_b' (ベース抵抗) と C_c (コレクタ容量) になるべく小さいことが有利である。拡散形ではこれらの相反する条件をいかに克服しているかにつき検討してみよう。

(a) α シャ断周波数 f_a

正孔および電子の拡散係数を D_p, D_n , エミッタとコレクタ間のベースの厚さを W とすると α シャ断周波数は、

$$f_a = \frac{D_p}{\pi W^2} A(N_0) \text{ [PNP 形]},$$

$$f_a = \frac{D_n}{\pi W^2} A(N_0) \text{ [NPN 形]}$$

で示される。ここで $A(N_0)$ はベース領域の濃度こう配による関数であり、不純物濃度がエミッタ側よりコレクタ側に向かって減少し内部電場 (Built-in field)

を生ぜしめ、エミッタから、注入されたキャリアを加速、Transit time を小さくするために得る利得⁽⁴⁾である。拡散形では W は極めて薄く制御することができ、しかもベースの濃度こう配により加速電場を生ぜしめ、さらに f_a を高めることができる (図 1 (D))。

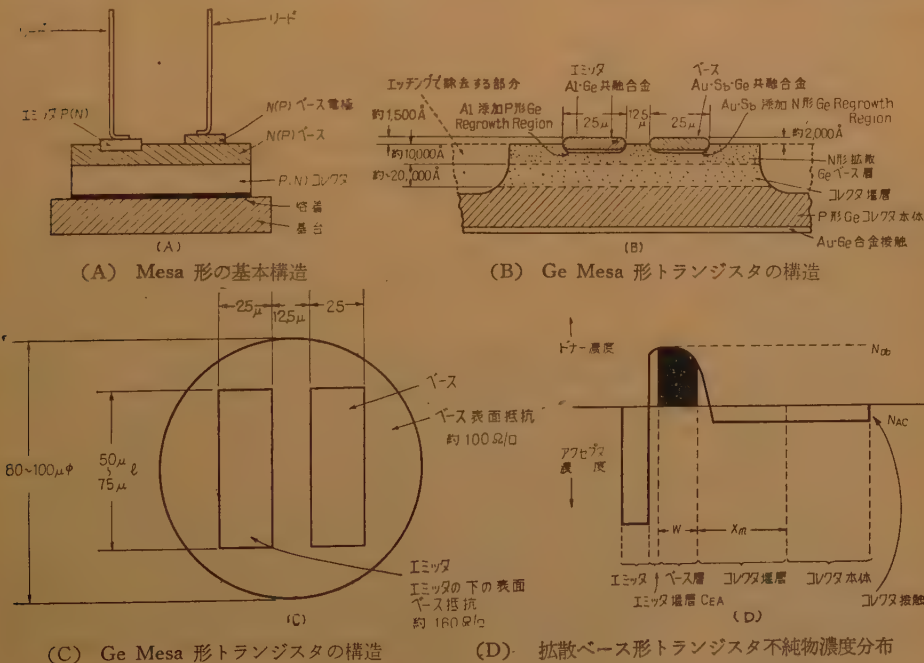


図 1

* (E)-Mesa Type. By SUSUMU YOSHIDA, Non-member (Sony Corporation Tokyo). [資料番号 4628]

(b) ベース抵抗 r_b'

ベース領域の Sheet resistivity R_s , エミッタ直下のそれを R_e , ストライプの幅, 間隔および長さをそれぞれ S_1, S_2, l とすれば短冊形ストライプを持つ場合は $r_b' = \frac{R_s S_1}{l} + \frac{R_e S_2}{3l}$ で表わされ (図 2 (A)), リングベースおよび円形エミッタの場合は近似的に (図 2 (B)),

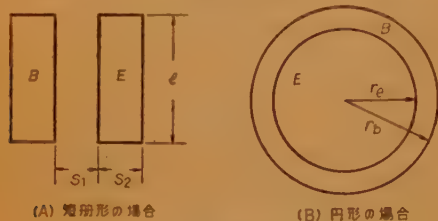


図 2 ベース抵抗の説明

$$r_b' \simeq \frac{R_e}{8\pi} + \frac{1}{2\pi} R_b \ln \left(\frac{r_b}{r_e} \right)$$

で示される。ここで R_e はエミッタ直下の Sheet resistivity, R_b はベースのそれで, r_b, r_e はベース, エミッタのそれぞれ半径を表わす。上式より定性的にはストライプの幅および間隔が小さく, 長さが適度に長く, Sheet resistivity がある程度低いと r_b' が適当に小さいことがうかがえる。Sheet resistivity はベース表面不純物密度と Sheet current キャリヤ密度等の目安を知る鍵となるので⁽⁴⁾拡散工程では重要な要素である。

(c) コレクタ容量 C_c

K を半導体材料の比誘電率, ϵ_0 を真空の誘電率, N_c をコレクタ基体の不純物濃度, A_c をコレクタ接合の面積, V_c をコレクタ, ベース間電圧および q を電荷量とし, 拡散形ではコレクタ容量は Step junction と近似すれば

$$C_c = K \epsilon_0 \left[\frac{q N_c}{2 K \epsilon_0 V_c} \right]^{1/2} A_c$$

で示される⁽⁴⁾。すなわちコレクタ不純物濃度を余り高めないで, コレクタ面積をできる限り小さくすることが望ましい。拡散形では図 1 (C) のようにエミッタおよびベース電極を含む微小部分以外をいわゆるメサエッチにより取除き, コレクタ接合面積を必要最小限にとどめ, 実効コレクタ容量を巧妙に極小ならしめている⁽⁷⁾。しかもコレクタ基体が直接ヘッダに密着しているので熱放散がよく割合に高出力が得られる。ではつぎに実際の Mesa 形 トランジスタの現状について簡単に説明しよう。

(3) PNP ゲルマニウム Mesa トランジスタ

まず, 適当な比抵抗 (約 $1 \Omega \text{ cm}$, Body breakdown

電圧約 65 V を与えるため)⁽⁷⁾ の P 形ゲルマニウム (一般に $\langle 111 \rangle$) 単結晶から薄片を多数切出し, この薄片を所定の厚さに荒摺 (Lapping) し, つぎに機械研磨で表面の平面度を仕上げ, 軽い化学研磨と水洗で清浄に滑らかにする (たとえば厚さ約 75μ)。

(a) 拡散工程 (Diffusion process)⁽⁸⁾

拡散によって PN 接合をつくるには

- ① 純半導体およびドーパされた半導体に一種類の不純物を拡散する法
- ② 半導体にドナーとアクセプタを同時に, または順次に行なう拡散 (Multiple diffusion)

等があり ① では半導体薄片の一面から内部への拡散 (Uni-lateral), あるいは薄片の反対側からも内部へ拡散する (Bi-lateral). ② では PNP (NPN) 機構をつくるため, 半導体の一面に異なる拡散係数を有するドナーとアクセプタを用うる妙味がある。また拡散技術として密封管法 (Sealed tube method) {内部減圧して使用} と開口管法 (Open tube method) {大気圧中でキャリアガスを用いる} に別けられる。ゲルマニウム Mesa 形では初期には密封管法で拡散が行なわれ⁽¹⁾ 最近では図 3 に示すごとく開口管式で P 形薄片が N 形不純物の蒸気 (As または Sb) 中で高温に熱せられ, その表面に N 形の極めて薄い層が一様にかつ精確に拡散によりつくられる⁽⁹⁾。(厚さ約 $1 \sim 2 \mu$, H_2 ガスに N 形不純物蒸気を運ばせる)。そして拡散された不純物表面濃度が余り高過ぎるとエミッタ効率 α を小さくすることがあり, しかも適度の方が VHF 領域でよい性能を示す⁽¹⁰⁾ (利得帯域幅指数が大) ので注意を要する。この N 形不純物表面濃度は Sheet resistivity を測定して測定することにより, およそその特性におよぼす影響を推定できる。

(b) 真空蒸着および合金化^{(11), (12)}

(Evaporation & alloying)

真空蒸着技術の半導体への導入は Mesa 形の実用化を急速に促進させた。この蒸着法は, ① 微量の材料を極めて薄く小形に精確に作ることが自在, ② 真空中で非常に清浄に操作可能, ③ 任意のパターンを“マスク”の使用により作り得る, 等の数々の利点を持つ。マスク (Shadow mask) は photo engraving 技術でつくられた無数の微小角孔 (たとえば $25 \mu, 50 \mu$ の孔 600 個) をもつ, 極めて薄い Ni あるいは Mo (約 $10 \sim 25 \mu$) 膜で正確なパターンを得る心臓部である。このマスクとスペーサを挟んで, ゲルマニウム薄片およびヒータを重ね合わせ, ベルジャー中で $2 \times$

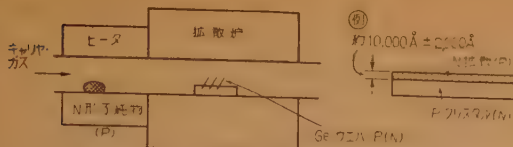


図 3 P(N) 形 Ge に N(P) 形拡散工程

10⁻⁵mmHg 以上の高真空中にする。図 4 に示すごとく Al と Au・Sb 蒸発源はある間隔を保ち、マスクの一角を通してゲルマニウム薄片上に一対のパターンを射影し、蒸着し、Al は数百度 °C に上昇させ、瞬間的に N 形拡散ゲルマニウムと合金 (Flash alloy) して PN 接合をつくり、エミッタとし、つぎに Au・Sb 蒸着し、そのストライプをゲルマニウムと高温で合金してベース電極とする (図 1 (B))。

多数対の蒸着・合金された薄片をダイヤモンド刃で細片 (約 0.5~0.7mm 角) に切りそれぞれ 1 個のエレメントにして基台に溶着する。

(c) Mesa etch

エミッタおよびベースを含む部分に、溶剤にとけた Wax を熱しながら一滴たらし 微小円形または楕円、四角等の形におおひ (0.08~0.15φ), ついで CP-4 等で Wax 以外の部分を腐蝕する。それから Wax を洗い去るとストライプ近傍は台地状に残る。このエッチによりコレクタ接合部付近は微小面積を除き精確かつ清潔にえぐられ、C_cが実効的に小さくなる。図 5 (A), (B), (C) 等は円形、楕円および角の Mesa エッチの実例である。

(d) Thermo compression bonding^{(12), (13)}

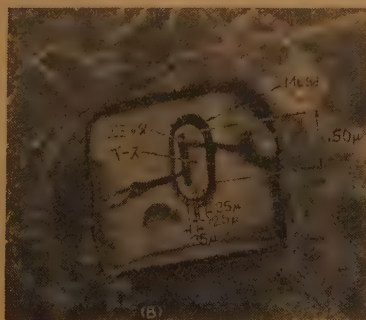
ベル研究所で開発された電極リード付法の一つで、



(A) 円形に Mesa エッチしている。

つぎのような特徴がある。すなわち

① 化学的 Flux



(B) 楕円に Mesa エッチしている



(C) 角形に Mesa エッチしている

図 5 Ge Mesa トランジスタの例

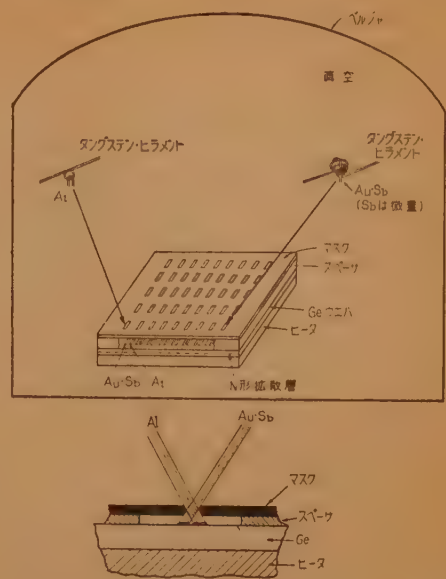


図 4 Ge Mesa 形のエミッタおよびベース電極の蒸着

を用いないで空气中で容易に操作できる、② 低圧力なので半導体の結晶構造に変化を与えない、③ 低温 (Ge で 300°C, Si で 400°C) なので半導体中に金属の拡散も起こらないし溶けもしない、④ 接続は ohmic contact がよくがん丈である⁽⁹⁾ (20,000 G に耐える)。すなわち細い金線 (約径 10 μ) をストライプの上にのせ図 6 のごとき槌で小圧力 (約 8 g) を加え、Ge 細片を適温に保てばわずか数秒間で電極と金線は完全に圧着する。この槌の先端圧力は約 5,000~10,000 lb/in² で図 7 には Ge および Si に対する Au, Ag, Al, Cu 等の細線の圧着に関する最適条件の範囲を温度と圧力で

示してある。Ge または Si からの電極リード付がこ

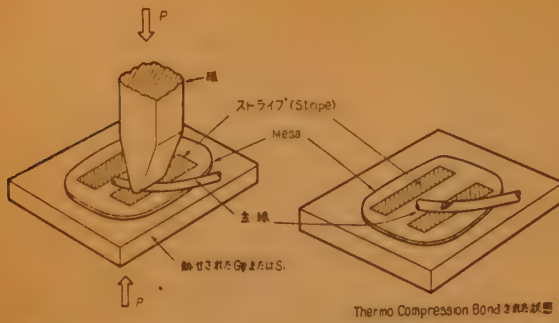


図6 Thermo compression bond 法による電極リード付け

の方法によって容易になり、Mesa 形トランジスタの実用化に更に拍車を加えた。

(e) 電気特性

Mesa 形の電気特性は高周波における性能はもちろん、出力においても高温の安定度もよい。すなわち、 f_{α} は約 500 Mc~1,000 Mc, C_c : 0.5~1.5 μ F, r_b' : 30~100 Ω , また 2N 537 等のように 200 Mc で 200 mW も得るものがある⁽⁹⁾。しかもベース層とエミッタの高不純物濃度は温度特性をよくしている。それは電子と正孔の移動度およびライフタイムの熱変化は不純物が高濃度にドーピングされたゲルマニウムでは非常に減少するからである⁽¹⁴⁾。また f_{α} , C_c および r_b' 等はほんの少ししか変化しない。20°C から 90°C までの利得で約 1 dB 降下する位で、雑音指数はほとんど変わらない⁽⁹⁾。この Mesa 形は米国では Western Electric Co., Texas Instruments, Motorola 等で商品化されており、わが国でも盛んに開発されつつある。

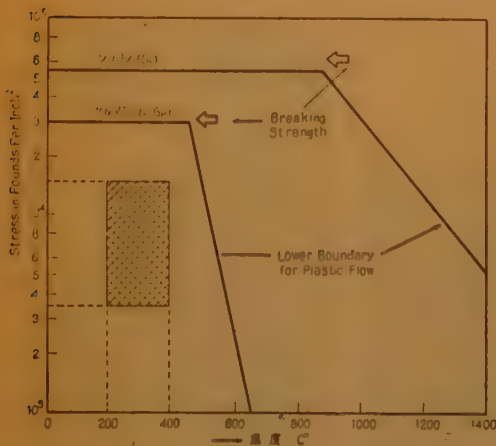


図7 Thermo compression bond による電極リード付けの条件
(陰影部分が適当な温度と圧力の範囲を示す)

(4) NPN シリコン Mesa トランジスタ

(a) 初期の形⁽¹⁵⁾ は図9(A)に示すようにN形(比抵抗約 3 Ω cm)の細片を基体とし、アクセプタとして Al, ドナーとして Sb を順次に拡散させ(ベースの厚さ約 2.5~3.8 μ) NPN 層を形成、ベースへの接触は Al 線または Al 蒸着合金して N 層を突通して行なわれ(エミッタ濃度が極限約 10^{18} atoms/cc より小さいことを要す)。エミッタとリードとの接触は Au-Sb 合金で遂行さ

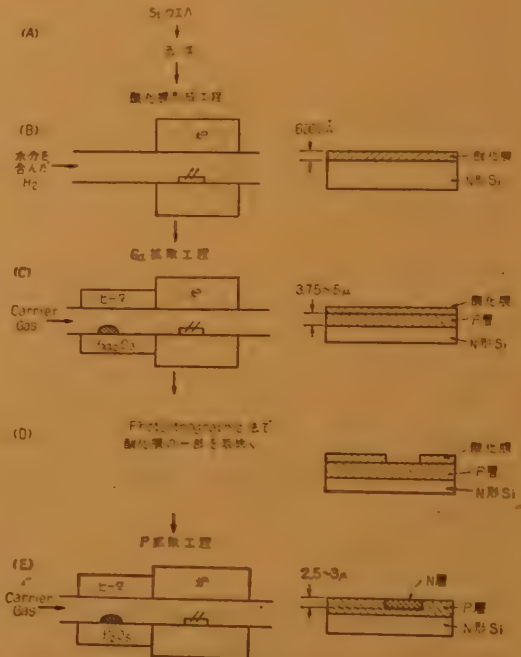
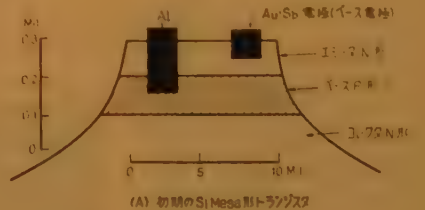
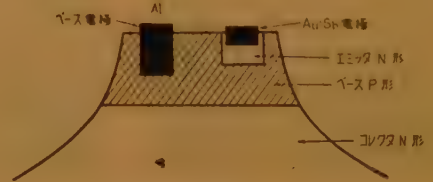


図8 Si の二重拡散工程(酸化膜利用による)



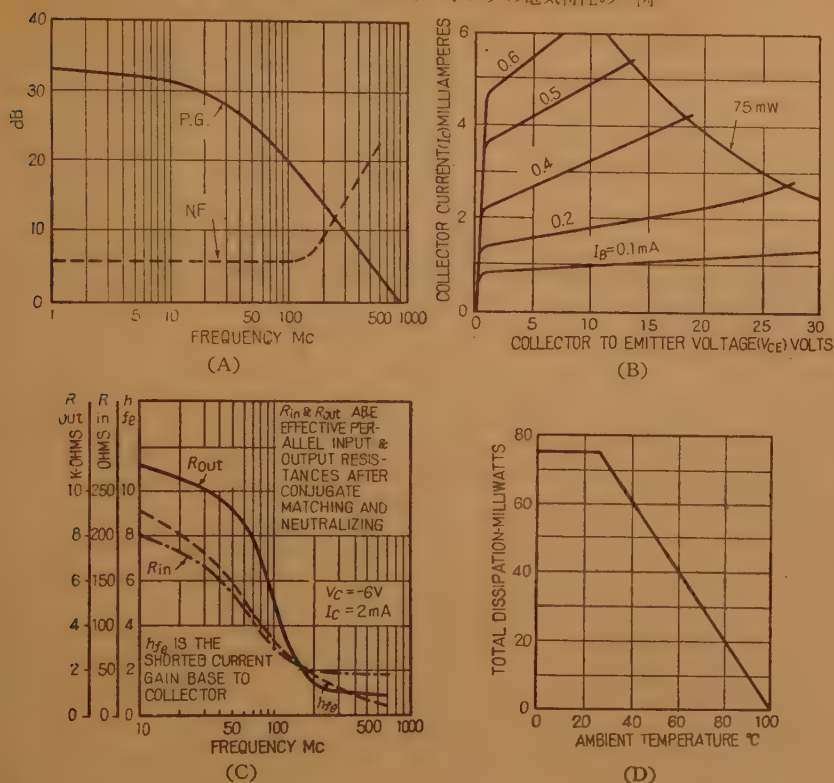
(A) 初期の Si Mesa 形トランジスタ



(B) 酸化膜法によるエミッタ

図9 Si Mesa 形の例

表 1 Ge PNP Mesa トランジスタの電気特性の一例



れる。ついで電極部分を Wax でおおい、他を化学的に腐蝕で除去き台地状に仕上げる(図 9 (A))。リード付は初期はタングステン線の点接触であったが最近では、すべて Thermo compression bond 方式で行なわれる。この特性は $f_a: 120 \text{ Mc}$, $\alpha: 0.97$, $r_b': 80 \Omega$, $P_c: 200 \sim 400 \text{ mW}$ で高出力が得られるが、エミッタ電流による α の変化が大きいのが欠点。

(b) 二重拡散による NPN シリコン

Mesa トランジスタ⁽¹⁸⁾

N 形 (比抵抗約 $0.3 \sim 1 \Omega \text{ cm}$) 単結晶を切って薄片とし表面を極めて平面かつなめらかに研磨する。拡散の準備として図 8 (B) のごとく酸化性ふん囲気中に熱した細片を置き、ある程度以上の酸化膜を形成、つぎに (C) のごとく P 形不純物 (Ga) を酸化膜を通して滲透⁽¹⁷⁾させ P 層をつくる。さらに Photolithographic 法で必要な部分のみを残して酸化膜の一部を取り去り、その取り去られた場所に (E) の要領で N 形不純物 (P 燐) を拡散せしめて N 層をつくり NPN とする。この部分拡散 N 形がエミッタで P 層がベース、基体の N 形がコレクタとなる (図 9 (B))。エミッタおよびベース層の一部に Au-Sb, Al をマスクを通じて、

ストライプとして蒸着、Si と合金をつくり、それぞれ接触をよくする。これを電極としてこの近傍だけを残して他を Mesa エッチし、金線をおのおのの電極に Thermo compression bond 法で圧着せしめる。最近 Si の N 層および P 層より接触をとり出すのに、いずれも Al を蒸着合金することが有効であると知られている⁽¹⁸⁾。酸化膜利用の二重拡散はエミッタ部分を薄片上の特定の個所に濃度を極めて高く拡散し得るので、 α が大きくしかもエミッタ電流による変化の少ない直線性のよい特性になる可能性が多い。

その上初期の形に比し

ベースの不純物濃度を高め得るので r_b' も小さくすることができる。

温度に対しても -65°C から $+165^\circ\text{C}$ まで安定であり⁽¹⁹⁾、高周波用では $f_a: 350 \text{ Mc}$, $C_{ob}: 5 \mu\text{F}$, $r_b': 30 \sim 150 \Omega$, $h_{fe}: 30 \text{ Mc}$ で 14 dB , $\alpha: 0.972$, ($T_E: 10 \sim 30 \text{ mA}$) スイッチングタイム約 $0.1 \mu\text{s}$ 以下と言う性能である。現在は高周波出力用として米国では盛んに使用されているが、本邦でも近い将来大いに開発されることが期待される。

(5) む す び

以上 Mesa 形トランジスタの現状を製造技術についてその概要を述べた。Mesa 形はまだ発展の途上にあり、今後の課題はこの量産性と経済性にかかっている。あらゆる分野の技術の総合と結集、これこそ Mesa 形トランジスタには不可欠であり、さらに続けなければならない。

最近 $3,000 \text{ Mc}$ の発振、増幅用ゲルマニウム pnp Mesa 形トランジスタ (ベース厚さ $1/4 \mu$, Mesa 寸法 $0.002'' \times 0.0015''$, ストライプの大きさ $0.0003'' \times 0.0015''$) が試作され⁽²⁰⁾、また高電圧・大出力ゲルマニ

ウム $n-p-n$ 形 (比抵抗 P 形 $15\sim 25\ \Omega\text{cm}$, 熱抵抗 $0.4^\circ\text{C}/\text{W}$, BV_{CBO} : $600\ \text{V}$)⁽²¹⁾ や酸化膜を利用した二重拡散によるシリコン $p-n-p$ 形 (f_a : $300\ \text{Mc}$, C_c : $2\sim 3\ \mu\text{F}$ 入力抵抗 $60\sim 140\ \Omega$, ストライプの大きさは $0.001''\times 0.006''$ (金), 間隔: $0.001''$)⁽²²⁾ などが相ついで発表され, さらに性能の限界が高められ将来の向上が約束されている。

文 献

- (1) C.A. Lee: "A High-frequency diffused base germanium transistor", B.S.T.J. **35**, p 23, (Jan. 1956).
- (2) J.T. Nelson, J.E. Iwersen and F. Keywell: "A five-watt ten-megacycle transistor", I.R.E. **46**, p 1209, (June 1958).
- (3) J.M. Early: $n-i-p$ and $n-p-i-n$ junction transistor triodes", B.S.T.J. **33**, p 517, (May 1954).
- (4) H. Kroemer: Zur theorie des Diffusions und des Drifttransistors", Arch. Elekt. Übertr., **8**, p 233, (May 1954), p 499, (Aug. 1954).
- (5) F.M. Smits: Formation of junction structures by solid-state diffusion", I.R.E. **46**, p 1049, (June 1958).
- (6) J.M. Early: Design theory of junction transistors", B.S.T.J., **32**, p 1271, (Nov. 1953).
- (7) R.M. Warner, J.M. Early and G.T. Loman: "Characteristics, structure and performance of a diffused base germanium oscillator transistor", Trans. I.R.E. (Electron [Device] ED-5, **3**, p 127, (July 1958).
- (8) C.S. Fuller: "Diffusion techniques, transistor technology, **3**, p 64, Bell Laboratories Series.
- (9) C.H. Knowles: "New transistor design-the "Mesa", Electronic Industries, p 55, (Aug. 1958).
- (10) J.M. Early: "Structure-determined gain-band product of junction triode transistor", I.R.E., **46**, p 1924 (Dec. 1958).
- (11) R.J. Gnaedinger: "Precision evaporation and alloying", Bell Lab. Rec., **36**, p 364, (Oct. 1958).
- (12) O.L. Anderson: "Adhesion of solids: Principles and applications", Bell Lab. Rec., **35**, p 441, (Nov. 1957).
- (13) H. Christensen: "Electrical contact with thermo-compression bonds", Bell Lab. Rec. **36**, p 127, (Apr. 1958).
- (14) E. Conwell: "Properties of silicon and germanium", I.R.E., **40**, p 1327, (Nov. 1952).
- (15) M. Tanenbaum and D.E. Thomas: "Diffused emitter and base silicon transistors", B.S.T.J. **35**, p 1, (Jan. 1956).
- (16) L.E. Miller: "The design and characteristics of diffused silicon logic amplifier transistor", I.R.E. Wescon Conv. Rec., Part-3, p 132, (Aug. 1958).
- (17) C.J. Froesch and L. Derick: "Surface protection and selective masking during diffusion in silicon", J. of Electrochemical Society, **104**, p 547, (Sept. 1957).
- (18) S.L. Mathow and E.L. Ralph: "Ohmic aluminium- n -type silicon contact", J.A. Phys. **30**, p 541, (Apr. 1959).
- (19) J.J. Sardella and R.C. Wonson: "A new high frequency diffused base NPN silicon transistor", I.R.E. Conv. Rec., **8**, Part 3, p 68, (May 1958).
- (20) R.E. Davis, C.A. Bittmann and R.J. Gnaedinger: "Microwave germanium transistor", I.R.E., Electron Devices Meeting, (Oct. 1959).
- (21) D. Carley and T. Huffman: "A high power, high voltage diffused germanium transistor", I.R.E. Electron Devices Meeting, (Oct., 1959).
- (22) W.A. Little: "A PNP high frequency silicon transistor produced by double diffusion and oxide masking techniques", I.R.E. Electron Devices Meeting, (Oct. 1959).

UDC 621.382.333.029..6

(F) 合金拡散形*

藤 本 一 夫

(松下電子工業株式会社)

(1) は し が き

一般に高周波トランジスタの狭いベース領域を形成することは通常の合金法, 成長法ではその工程上のバラツキのために原理的に困難であり, 実際上カットオ

フ $20\ \text{Mc}$ 以上の物を量産的に製造することは不可能に近い。一方拡散法⁽¹⁾によればベース領域を形成する拡散工程が原理的にアロイと比較して低速度なので, 拡散時間と温度の適当な選択によって非常に正確にコントロールすることができ, したがって非常に薄いベース層を形成することが容易である。なお, その上に, これによって作られるベース層は不純物の濃度傾斜によって, いわゆるドリフト効果を発揮し高周波特性を

* (F)—Alloy Diffusion Type. By KAZUO FUJIMOTO, Non-member (Matsushita Electronics Corporation, Takatsuki). [資料番号 4629]



OC 170/OC 171 の断面写真

さらに改善する。ところがこの薄いベース層にエミッタ接合、およびベースコンタクトをアロイすることが問題として残るのであるが、それをアロイと拡散を同時に行なうことによって、拡散の品質的優位とアロイ法の量産的優位とをかねそなえさせたものが合金拡散形⁽³⁾⁽⁴⁾トランジスタである。たとえばドリフト形トランジスタの場合ベース層は拡散工程によって一義的に定まらず、エミッタアロイの深さにも左右される。また Tonenbaum⁽⁵⁾ らによる double diffusion 法ではエミッタベース層にオーミックコンタクトを形成する工程が相当困難である。

さらに grown diffusion⁽⁶⁾⁽⁷⁾ の場合にはその拡散が半導体材料の融点近くに行なわれるので高温のため拡散時間は非常に短いものとなる。以上のような製法の欠陥、困難を alloy diffusion においてはかなりの程度改善することができる。

(2) 方法の概要

合金拡散法⁽³⁾⁽⁴⁾においてはドナーおよびアクセプタ不純物を含むペレットを半導体結晶上にのせて、ある一定の温度に加熱すると平衡に達し固体-液体界面を生ずるこの温度にて一場時間保つことによりベース層形成のための拡散が行なわれる。あわせてベース層の drift field のため α シャ断周波数を著しく上昇させることが可能である。このことは後述のプッシュアウトベース構造と共に工程の簡素化に大いに役立つ。ここで用いられる不純物の1つは他に比し拡散係数が大きく、かつ偏析係数の小さいものが用いられる。すなわち前者は拡散によりベース層を形成し、後者は冷却に際し再結晶層の伝導形を決定する。このベース層は本質的には2つの不純物による拡散深さの差により定まるが、実際上はベース層形成の不純物の拡散長と見なすことができる。最後にベース層コンタクトは拡散係数の大きい不純物を含むペレットをアロイさせる

ことにより、またふん囲気調整によってフリーの結晶の全面にわたって低抵抗層を生ぜしめることができる。これはトランジスタのフィードバックベース抵抗を低下させることに寄与する。コレクタ接合は拡散接合でありエミッタ、ベースペレットのサイズの大きさ、その間隔を小さく設計すること、および比較的高抵抗のコレクタ材料を使用しうることのため非常に小さく設計することができる。

表1 OC 171 の特性

以下の表

項 目	値	に OC 171
α シャ断周波数	100~200 Mc	トランジスタの典型的特性を示す。
エミッタベース間接合容量	15~30 pF	
エミッタ耐圧	0.5~2 V	
コレクタ耐圧	>20 V	
コレクタ容量	約 1.3 pF	
ノイズフィギュア (100 Mc)	<10 dB	ただし、
パワーゲイン (100 Mc)	>10 dB	上記の値は
ベースコレクタ電流増幅率	100~250	6 V, 1 mA

時の値である。

なお製造条件を変化させることにより α_{cc} 300 Mc 以上、また 100 Mc におけるパワーゲインが 25 dB 以上のトランジスタを作ることでもできる。

(3) 構造および組立⁽⁸⁾

一具体例として松下製 OC 170/171 形合金拡散形トランジスタについて述べる。

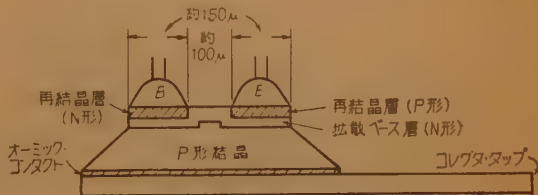


図1 OC 170/171 の構造図

このトランジスタは、2つの小さなメタルペレット E, B が P 形ゲルマニウムに近接して治具に組立てられる。ここでペレット E は Sb および Ga あるいは Al を数%, ペレット B は Sb または As 数% を含むキャリアである。これをある一定の温度に加熱し保持するとペレット B, E よりの不純物の結晶への拡散が始まる。所がペレット E 中の P 形不純物は非常に小さい拡散係数であるので、ほとんど無視できる程度でペレット E, B 中に含まれる拡散係数の大きな n 形不純物が拡散しペレットの下の部分に薄いベース層を形成する。そしてこの場合炉中ガスふん囲気を通してフリーな結晶面にも低抵抗の n 層が形成される。つぎ

に冷却の段階において通常の合金法と同様に再結晶層が形成され、ペレット E の所には P 形再結晶層が、ペレット B の所にはオーミック接合が形成される。つぎにコレクタ・タップがオーミックにろう付けされ、継線、マスク表面処理の工程を経て PNP トランジスタが完成する。

(4) 電気的特性^{(8)~(12)}

小信号時算価回路として物理的等価回路と π 形等価回路をあげ各々について alloy diffused transistor の場合気付く点を二、三挙げる。

(a) 物理的等価回路

図1より等価回路をみちびくために要素としてつぎの4つが考えられる。

- ① 不純物濃度の傾斜によるベース内の drift field.
- ② ベース領域の低抵抗性による比較的大きなエミッタの接合容量。
- ③ 三極構造 (three dimensional structure) によるパラメータの分布特性。
- ④ コレクタの直列抵抗。

以上のことにより図2の T 形等価回路をみちびくことができる。

これは物理的等価回路と考えられるもので、各要素はそれに相当する実際のトランジスタの物理的性質によく合致している。さらにいろいろな電気的測定の結果、この等価回路は $0.1 \sim 100$ Mc ($I_E = 1$ mA, $V_{EB} = -6$ V) の範囲では電気的性質と非常によく一致している。つぎに、この等価回路の各要素の測定値をあげ alloy diffused transistor の場合特に気付く点を取りあげてみる。

表2 各要素の測定例 ($V_{EB} = -6$ V, $I_E = 1$ mA)

r_e (Ω)	C_e (pF)	$1 - \alpha_0$	r_b' (Ω)	r_b (Ω)	C_c (pF)
26	33	<0.01	54	170	1.3

r_e : エミッタ抵抗は理論値, $r_e = \frac{KT}{qI_E}$ によく一致している。

C_e : r_e と並行にあるエミッタ容量 C_e は拡散容量 C_d と接合容量 C_j との和として考えられる。拡散容量はエミッタ電流 I_E に比例する。接合容量はときに少ない電流の場合を除いてはほとんど I_E に無関係で

ある。それ故にこの2つは分けて考えることができる。そして接合容量は C_j 全体に対して相当大きな部分を占める。この点が普通の alloy transistor と異なる点である。すなわち alloy transistor では接合容量は拡散容量に比して非常に小さい。

α_f : 電流増幅率 α_f は alloy diffused transistor ではエミッタの能率が高く、そしてベース層が非常に薄いので再結合による損失は少なく、低い周波数ではほとんど1である。しかし高い周波数では C_e の充電および放電のためにエミッタ電流の一部が消費されるので α_f は減少する。ここで α しき断周波数 f_{ca} は次式で表わされる。

$$f_{ca} = 1/(2\pi r_e C_e)$$

特別に薄いベース層のために "intrinsic" transistor の f_{ca} は非常に高く $300 \sim 500$ Mc に達する。しかし "actual" transistor では接合容量のために f_{ca} は制限される。このことは、小電流ではげしい。すなわち "intrinsic" transistor の f_{ca} を決定する拡散容量を接合容量がこえると顕著になる。

r_b : r_b はエミッタジャンクションとベース端子の間の等価的な抵抗と考えることができる。図1よりコレクタの面積は、全ベース領域をおおっている。そのため C_e はこの領域全部にわたって分布され、 r_b はこの C_e と相関があるということがわかる。測定の結果からそんなに高くはない周波数ではコレクタの分布量は等価的には一つの量 C_e としてまとめることができる。そしてその C_e は電気的には r_b のタップに結ばれていると考えるべきである。 C_e が結ばれている点とベース端子との間の抵抗が r_b' である。 r_b も r_b' も transistor の幾何学的構造およびベース層の抵抗分布によって非常に影響される。 r_b' はベース接地の場合のコレクタエミッタ間の帰還を決めるので帰還または逆ベース抵抗と呼ばれ、一方 r_b は順ベース抵抗と呼ばれる。alloy diffused transistor の本質的な特色は、等価回路においてベース抵抗のタップがあるということである。もちろん原理的には alloy transistor においても同様であるが、ベース抵抗のタップはエミッタ側に非常に接近し近似的には r_b と r_b' とは等しいと考えられる。これまでに述べてきた電界特性を物理的要素で表わすと、つぎのようになる。すなわちエミッタ容量 $C_e = C_j + C_d$ として、

$$\text{接合容量 } C_j = 3.37 \times 10^{-4} A e \frac{\sqrt{N_{Dc}}}{\sqrt{-(V + V_i)}}$$

ここに Ae : エミッタ接合面積

N_{Dc} : エミッタ depletion layer の端におけるペー

ス中の不純物濃度

V_i : Barrier potential, V : 印荷電圧

拡散容量 $C_d = I_e \frac{q}{kT} \frac{W^2}{D_p} \left(\frac{kT}{qJE} \right)^2$

ΔE : drift potential, D_p : ホールの拡散係数

q : 電子の電荷

$$C_c = \sqrt[3]{\frac{q/a/\epsilon_0^2 \epsilon_r^2 A_c^3}{12(V_i + V_i)}}$$

A_c : コレクタ面積, $\epsilon_0 \epsilon_r$: Geの誘電率

$|a|$: コレクタ接合における不純物濃度のこう配

$$r_b = \frac{d}{\phi \times W} \times \rho_b$$

d : ペレット中心間隔, ϕ : ペレット径

ρ_b : 平均比抵抗

以上の C_e, r_b, C_c はすべて N_{De} (エミッタ寄りのベース中の不純物濃度) および W (有効ベース幅) によって表現しうるもので, N_{De} と W とは合金拡散工程のある一つの条件によって一義的に定まる物理量であり, 実測上からも適当の方法によって推定され易いものである。

(b) π 形等価回路⁽³⁾

図2の T

形等価回路

より図3の

π 形等価回路

をみちび

くことがで

きる。ただ

し, この場

合コレクタ

直列抵抗および

Early effect は省略している。

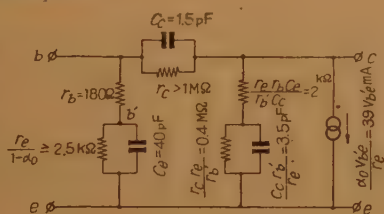


図3 エミッタ接地 π 形等価回路と $V_{eb} = -6V$, $I_e = 1mA$ における各数値例

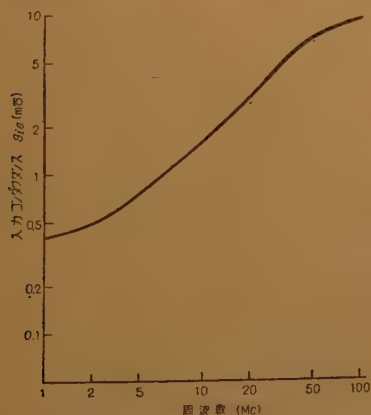


図4 入力コンダクタンス ($V_{eb} = -6V$, $I_e = 1mA$)

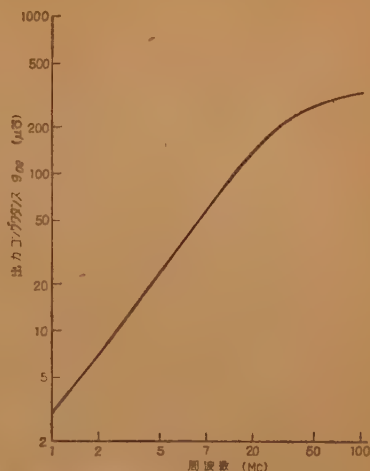


図5 出力コンダクタンス ($V_{eb} = -6V$, $I_e = 1mA$)

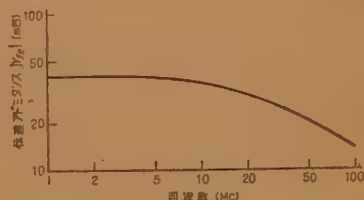


図6 伝達アドミタンス ($V_{eb} = -6V$, $I_e = 1mA$)

この π 形等価回路の信頼性を確認するためにいくつかのアドミタンスパラメータを測定した。図4,5は入力コンダクタンスを, 図6は伝達アドミタンスをそれぞれ周波数の関数として表わしている。これらの測定値は 100 Mc まで等価回路とよく一致している。なお伝達アドミタンスは等価回路より, つぎのように表わされる。

$$|y_{fe}| = \frac{1}{r_e \sqrt{1 + (\omega r_b C_e)^2}}$$

(6) む す び

以上合金拡散形トランジスタの原理, 構造, 特徴の概要を述べた。

文 献

- (1) F.M. Smith: I.R.E. **46**, p 1048, (June 1958).
- (2) H. Kromer: Not wiss. p 578, (Apr. 1953).
- (3) P.J. Jachems: I.R.E. **48**, p 1161, (June 1958)
- (4) J.R.A. Beale: Proc. Phys. Doc. p 1087, (B 70 1957).
- (5) M. Tanenbaum: B.S.T.J. **35** p 1, (1956).
- (6) R.N. Hall: Phys Rev. **88**, p 139, (1952).
- (7) B. Cornsison: I.R.E. **45**, p 322, (Aug. 1957).
- (8) J.L.Moll: I.R.E. **44**, p 72, (1956).
- (9) H. Kromer: Drift Transistor, Transistor I, Princeton N.Y. (1957).
- (10) J.M. Early: B.S.T.J. **32** p 1271, (1953).
- (11) J.M. Early: I.R.E. **46**, p 1924, (Dec. 1958).
- (12) A.van der Ziel: I.R.E. **46**, p 1019, (June 1958).

UDC 621.382.333.029.6

(G) マイクロアロイ形*

正 員 田 淵 誠 一

(富士通信機製造株式会社)

マイクロアロイトランジスタ (MAT) は、トランジスタの構造の面から見た場合には普通のアロイ形トランジスタと電極の配置など全く同様であって、特別変わったところはないのであるが、ゲルマニウム片の加工、組立、アロイの仕方に著しい特徴をもっていて、メラトランジスタの製造工程が確立するまでは、 f_{cd} が 50 ないし 200 Mc 程度の高周波アロイトランジスタとしては量産されている唯一のものであると言っても過言ではない。

どんなタイプのトランジスタでも、所望の特性のものを製造するためには物理的、機械的構造の精密さは根本的に必要なものである。エミッタ、コレクタの大きさ、配置、ベース層の厚さ等は高周波トランジスタではますます小寸法となるが、特にベース層は 1μ または 0.1μ まで制御することが要求される。このような制御を実現する有力な製造技術の一つとして提案されたのが、jet-etching 法を応用した Philco 社の Surface Barrier Transistor (SBT) である^{(1),(2)}。

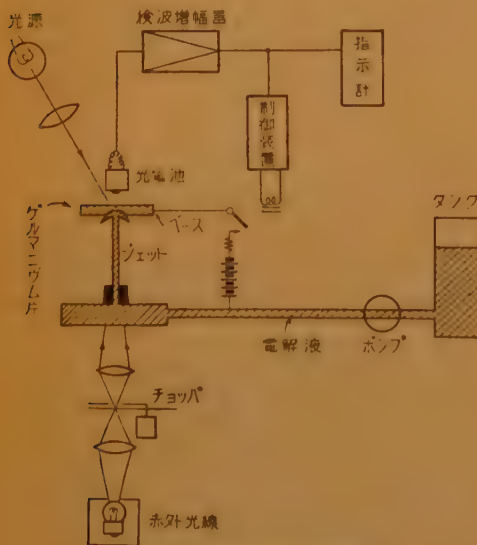


図1 精密エッチング装置

トランジスタの加工の精度を出すためには、まずゲルマニウム片の厚さを精密に研磨して出すことが必要であるが、ゲルマニウム片全体を数 10 Mc 以上の f_{ca} をもつトランジスタに必要な数 μ 以下のベース厚味に研磨することは、強度の点、ベース抵抗の上昇の点等から実際的でないので、エミッタ、コレクタの部分のみを薄くする。それには図1のごとき装置を用いてベースタブに固定したゲルマニウム片に、苛性カリ溶液のごとき電解液をジェットにして注ぎながら、ゲルマニウムを+極に、ジェットを-極にして電解エッチングを行なうと、ジェットの当たったところだけが削り去られる。電解液の比抵抗が高いので、ジェットがゲルマニウムに当たって後、横に広がった部分は、ほとんどエッチングされない。方形ゲルマニウムでは、エッチング電流の方向がゲルマニウム-電解液の界面の整流方向と逆なので、外部から光を当て、ゲルマニウム内にキャリアの発生をうながして研磨速度を高めてやる。この場合、図1に示すようにジェットを通して研磨部分に下から赤外線をあて、その透過光量をフォトトランジスタで受けて、厚さを制御することにより 0.1μ 程度の精度でエッチングを行なうことができる。

つまり、このジェットをインジウムのもろき液に代えて、ゲルマニウム片を負極にしてめっきをすると、ジェットの当たったところだけインジウムのめっきが施されるから、これにインジウムの融点以下の温度でエミッタおよびコレクタのリード線をはんだ着けすれば (SBT) が完成される。最初のエッチング用の電解液として、このようなめっき液を使用すれば、エッチング終了後、電源の極性を変えるだけで、そのまゝめっきを行なうことができる。

このような jet-etching による研磨方法は、電解生成物が連続的に取除かれ、表面汚染がなくエミッタ、コレクタを作ることができる。またエミッタ、コレクタの対向位置の精密調整が可能であり、ベース厚さの精密制御を機械化し得る等の長所を有する。

しかし、このような (SBT) は接合面が金属-半導体の不平衡接触であるため、アロイトランジスタに比して温度に対する安定性が不十分なので、改良してア

* (G)—Micro Alloy Type. By SEIICHI TABUCHI, Member (Fuji Communication Apparatus Mfg. Co., Ltd., Kawasaki). [資料番号 4630]

ロイ接合を有する Microalloy Transistor (MAT) が作られた⁽³⁾。

ゲルマニウム片の厚さをいかに精密に研磨しても、アロイの深さがそれに匹敵する程度の精度を有しなければ、ベース層の厚さを精密に制御することは不可能である。そこでインジウムをめっきした上に電極をろう着する際、インジウムの融点より少し高い 180°C とするような温度で電極をつければ、0.03 μ 程度の深さしかない極端に浅いアロイを行なうことができる。Microalloy と名付けたゆえんであるが、精密に研磨されたゲルマニウム片の精度をほとんど害うことなくアロイし、かつ安定で、エミッタ効率の高い接合が得られる。

このような (MAT) の一例として f_{ca} が 100 Mc のものの数値を示すと、つぎのごとくである。

めっきの直径	コレクタ	220 μ
	エミッタ	140 μ
ベース層の厚さ		3.2 μ

一方エッチングによって研磨する場合、厚さを制御する方法として pn 接合の空乏層の厚さを利用することが菅野氏、Philco 社その他によって考案された⁽⁵⁾。⁽⁶⁾。この中菅野氏のもは、あらかじめ普通の方法でエミッタ接合を作っておき、コレクタ側を電解液と接触させて電解液をベースに対して負極とし、エミッタからは正孔注入を行ないながらエッチングを行なうのである。エッチング面からベース層内に生じた空乏層の前面がエミッタに達するとパンチスルーを起こすのでその変化を検出してエッチングを停止せしめる。

空乏層は pn 接合に逆電圧をかけた場合、高比抵抗

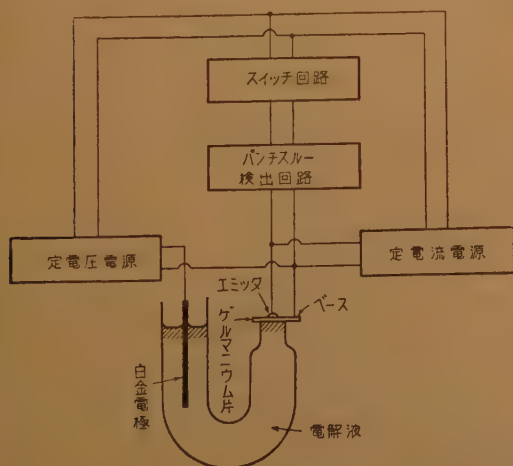


図2 パンチスルーによるエッチング装置

側へひろがってゆき、その厚さは

$$d = \sqrt{\frac{2\varepsilon(V+\varphi)}{qN_d}}$$

ただし、 q は誘電率、 φ は接合のポテンシャル差、 N_d は n 形半導体のドナー密度である。 d は外部条件にあまり影響されない。

これはコレクタ電極を先につけておいてエミッタ側からエッチするのと比較して、graded base のものにも応用できる長所がある。図2は装置の略図である。

上に述べた Microalloy の技術は homogeneous base の場合であるが、graded base transistor にも graded intrinsic base transistor にも応用できる⁽⁴⁾。すなわち高比抵抗の n 形ゲルマニウム片の表面全体に、まず燐を 2 μ 程度拡散させたものを図3のごとくペースタブに固定し、エミッタ側は軽く jet-etching して表面比抵抗値が適当な値、たとえば 0.02 Ω cm とな

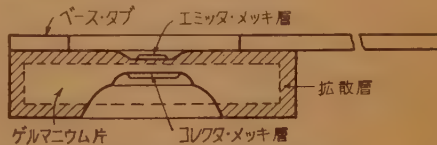


図3 Graded Base の断面

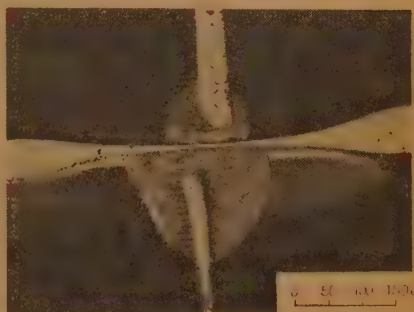


図4 MAT の断面 (F社)



図5 MAT の外観 (F社)

表 1 MAT の 特 性 例

MAT	V_{CE} max	V_{CB} max	V_{EB} max	I_{C0}	h_{11}	h_{12}	h_{21}	h_{22}	C_e	f_{ce}	r_b	NF	HNF
	V	V	V	μA		$\times 10^{-4}$		$\times 10^{-6}$	pF	Mc	Ω	dB	dB
Graded Base	44	60	1.50	0.6	27	2.1	0.984	0.13	1.5	200	1,615	1.83	4.0
"	54	84	0.84	0.4	27	1.2	0.975	0.09	1.6	180	1,335	15.6	2.5
Homogeneous Base	11	36	41	0.2	29	20.1	0.998	0.23	2.6	100	8,700	10.5	3.5
"	12	28	28.5	0.2	29	16.9	0.993	0.70	2.7	80	2,400	6.0	3.5

るごとくし、つぎにコレクタ側を裏面の拡散層を超えて深く jet-etching して、研磨面が表面の拡散層の前面に達するか、または高比抵抗層を若干残すごとくベース層の厚さを制御すれば、graded base または graded intrinsic base となし得る。後者はコレクタ耐圧を高くとることができる。インジウムをめっきし電極をつけることは homogeneous base のものと同様である。

かくして電極をつけ終ったトランジスタ素子は、エッチングによって表面を清浄にした上、ケースに密封する。図 4 は電極付を終わったトランジスタの断面、図 5 は外観の拡大写真である。

上表は (MAT) の特性の一例を示したものである。

(MAT) は表面を清浄に保ったまゝ組立てることが容易であることゝ、機械的精度を出し易いことのためにバラツキが少なく、Homogeneous base のものでも

f_{ce} が相当高く、エミッタ耐圧も高いものが作れる。雑音指数も比較的小さい。またジャンクションの厚さもベース層も薄いので、 V_c - I_c 曲線の立上りは急峻で動作能率がよく、低電圧電源に適する。

文 献

- (1) W.E. Bradley: "The Surface barrier transistor", Part 1", I.R.E. 41, p 1702, (Dec. 1953).
- (2) J.W. Tiley, R.A. Williams: 同上 Part II, I.R.E. 41, p 1706, (Dec. 1953).
- (3) A.D. Rittman, G.C. Messenger, R.A. Williams, E. Zimmerman: "Microalloy transistor", I.R.E. E. Trans. ED-5, p 49, (April 1958).
- (4) G.C. Thorntor, J.B. Angell: "Technology of microalloy diffused base transistor", I.R.E. 48, p 1166, (June 1958).
- (5) 菅野卓雄: "Electrical punch through effect を利用したトランジスタの製法", 昭 32 信 学全大 210.
- (6) R.H. Rediker, D.E. Sawyer: "Vary narrow base diode", I.R.E. 45, p 944 (July 1957).

UDC 621.382.323.029.6

(H) 電界効果形およびその他*

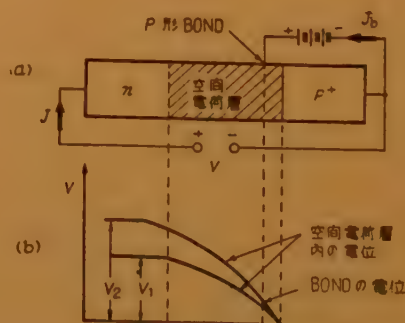
正 員 佐 方 利 道

(沖電気工業株式会社)

(1) スペシスタ

逆方向にバイアスされ、したがって高電界をもつ P-N 接合の空間電荷層に少数キャリアを直接注入すると、キャリアは強い電界により加速されるのでキャリアの走行時間は短くなり、高周波域での利用が考えられる。最初に三極スベシスタ⁽¹⁾、空乏層トランジスタ (D.L.T.)⁽²⁾、さらには四極スベシスタ⁽³⁾ 等についてのべる。

図 1 は三極形スベシスタを示し、逆方向にバイアスされた P-N 接合の空間電荷層に対して正電位にある



(a) 3 極 SPACISTOR

(b) 接合部の空間電荷層内の電位分布

図 1 3 極スベシスタの原理図

針 (P bond) をたて、空間電荷層との間に整流性を持たしめる。図 1 の印加電圧 V が比較的小で、その電

* (H) -Field Effect Type and Others. By TOSHIMI-CHI SAKATA, Member (Oki Electric Co., Ltd., Tokyo). [資料番号 4631]

位分布が V_1 の場合のように針直下の部分で針の電位以下であると、針からはホールが注入される。印加電圧が V_2 の場合には両者間の電位差は零となり注入は止まる。 P bond から注入された正孔は高電界のため電子なだれが生じた場合のみ $P-N$ 接合を通して次式の電流 J が流れる。

$$J = (m-1)J_b$$

ここに m は電子なだれの増倍率 J_b は針からの注入電流である。

印加電圧 V の増大にしたがって針の電位がその直下にある空間電荷層に対して下がる故 J は次第に減少し、 $P-N$ 接合の breakdown 電圧に至って急増する。かくして負抵抗が現われる高周波の増幅、共振作用あるいは高速度スイッチングに使用できる。

いま空間電荷層の幅 W の一例を示すと、 $W=2.4 \times 10^{-3}\text{cm}$ ないし $W=1.7 \times 10^{-3}\text{cm}$ となるが、そこに針をたてることが困難で不純物濃度を 2 段に変えたり、パンチスルー状態にある接合形トランジスタ等が考えられる。

このような電子なだれを使用する場合生じたキャリアがエミッタ前面に蓄積するという欠点が残る。

つぎに図 2 に Gärtner の空乏層トランジスタ⁽²⁾ (D. L. T.) を示す。D. L. T. も空間電荷層に直接キャリアを注入して高電界で加速するのはスベシスタと同じで

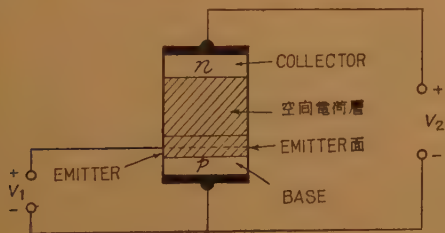


図 2 空乏層トランジスタの原理図

あるが、エミッタへのバイアスのかけ方が異なるために本質的には電子なだれを使う必要は無い。この場合電流増幅は行なわれないから、通常のベース接地トランジスタ同様入力側インピーダンスは出力側に比し低い故、入出力インピーダンスの比だけで電力増幅が行なわれる。

図 2 の emitter collector 電極間容量 C_{ec} をできるだけ小にしかつ出力電圧が emitter 直下の空間電荷層の電位に帰還する割合 K をできるだけ小にすると high power が得られる。 $3 \times 10^{-3}\text{cm}$ の空間電荷層を有する Ge の場合 PIN 接合の最適走行時間 5×10^{-5} 秒、 $K=0.05$ 、 $C_{ec}=0.1\text{P.F.}$ 低周波の入力コンダク

タンス $g_1=10^{-2}\Omega$ とすれば 1000mc/sec で 10dB の利得が得られる。これはマイクロ波用トランジスタへの可能性を示す。

さて Ryder⁽⁴⁾ によると Ge, Si においては電界の強さ E が低い場合にはキャリア速度は E に比例し、高電界になると \sqrt{E} に比例し、さらに高くなると電界に無関係な一定値 (Ge では $6 \times 10^6\text{cm/sec}$, Si では $8 \times 10^6\text{cm/sec}$) に漸近するが、これらの data を用い接合における不純物分布から空乏層での距離の函数として電場につき考察すると、短い走行時間を得るには Avalanche Breakdown Voltage には達しないが、なるべく高い電場が有利になり、最も好条件では、空間電荷層全域にわたって最大の Carrier Velocity を持つことが望ましい。すなわち PIN の場合、PN をそれぞれ高濃度に保ち、なだれ直前まで印加電圧を増大すると Ge で電子が $1 \times 10^{-3}\text{cm}$ の空間電荷層を 1.7×10^{-10} 秒で横切ることになる。ついでに D. L. T. におい

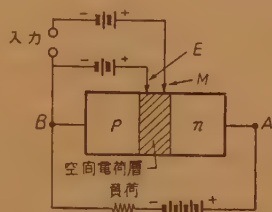


図 3 4 種スベシスタ原理図

て電子なだれが生じるときは出力アドミタンスが入力のそれより大きくなるので、電力利得の機構はアドミタンス比よりもおもに電流増幅によって行なわれる。

なお base に近くエミッタを置き帰還率 K を小にする技術順方向注入による空間電荷層の変形等は困難な因子である。

最後に Stutz の四極スベシスタ⁽⁵⁾ を図 3 に示す。逆バイアスの空間電荷層にエミッタ E (n 形 bond) と modulator M (P 形 bond) を設け、両者とも針直下の空間電荷層に対し負にバイアスして、 E より電子が注入され M からは注入無く特に良好な逆特性を持つことが高出力上重要である。

M は図 3 の B 端子に対し一定電位にある故、 E の電位は AB 間電圧にはほとんど依存せず、したがって M は入力出力側間のシールド効果をなし、さらに、 E からの注入電流を制御する。このシールド効果に出て、ラインピーダンスは高められ試作品で $30\text{M}\Omega$ となった。 E および M は点接触、接触形に大別され g_m は後者が大である。

$$\text{ただし } g_m = \frac{\partial I_{out}}{\partial V_{mod}} = \frac{\partial I_{inj}}{\partial V_{mod}}$$

ここに I_{out} は負荷電流、 I_{inj} は注入電流、 V_{mod} は

M の電位とする。

いま入力電圧を V_{in} 、入力抵抗を R_{in} 、とすると、
入力 $P_{in} = V_{in}^2/R_{in}$ 出力 $P_{out} = V_{in}^2 g_m^2 R_L$ となり、
低周波での電力利得

$$\frac{P_{out}}{P_{in}} = g_m^2 R_L R_{in}$$

を得る。ただし R_L は負荷抵抗、 g_m は周波数に依存しキャリアの走行時間に関係する。一例として

$$g_m = 10^2 \mu\text{U}, R_{in} = 30 \text{ M}\Omega,$$

$$R_L = R_{out} = 30 \text{ M}\Omega \quad 70 \text{ dB}$$

の電力利得を得る。

最近筆者は Dr. Dunlap の率いる Raytheon 社研究所を訪れ discussion する機会を得たが、ここでは高度の製造技術を使って Gärtner⁽²⁾ の文献にある図 4 のごとき種々の形態についてはもちろん、高温での動作に適した SiC までも含めての研究が行なわれている。

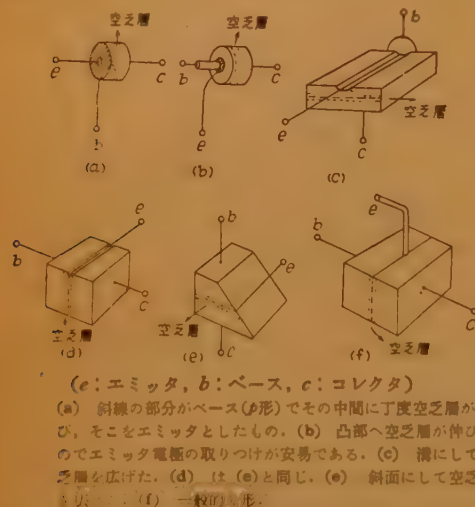


図 4 Depletion layer transistor の構造

超周波においては理論上利得は低い。たとえば、空間電荷層中に信号がなん周期が存在するとき状態で増幅が行なわれれば、非常に高周波まで使用できるが、空間電荷層中のキャリアの走行時間が周波数の逆数になると同程度になるときは真空管同様 g_m は減少する。

負抵抗 Diode⁽¹⁾ は空乏層での carrier の走行時間と電子あたりの立ち上がり時間を利用し、Warner⁽³⁾ の電流リミッタは自己バイアス形の電界効果トランジスタである。

(2) テクネトロン

Teszner⁽¹⁾ は Lilienfeld-Shockley の平行六面体の

代わりに円筒体を導入し、微小な半導体 (長さ 2 mm 径 0.5 mm n 形 Ge) に頸部 (径 50~80 μ) を設け頸の表面に N - P 接合の障壁層 (整流比 4×10^6) を

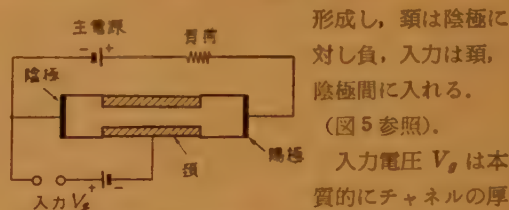


図 5 テクネトロン原理図

形成し、頸は陰極に
対し負、入力は頸、
陰極間に入れる。

(図 5 参照)。

入力電圧 V_g は本
質的にチャネルの厚
さを変化させ、それ

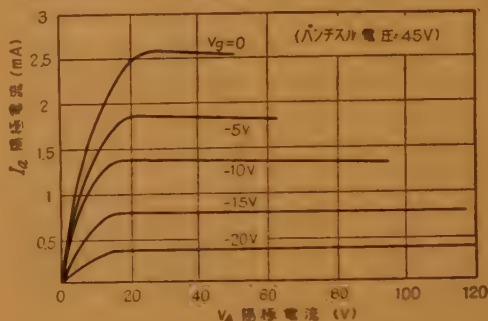


図 6 テクネトロンの静特性

は陰、陽極間抵抗 R_a の変化として現われる。この変化は dI_a/dV_g に変化を与え、図 6 のごとき五極管の特性を示す。

低周波で入出力抵抗 1 M Ω 以上 50 Mc で約 100 k Ω 200 Mc で約 30 k Ω におよぶ相互 Conductance が周波数と共に大きくなることは特筆に値する。

しゃ断周波数 $f_c = 1/2 \pi R_a C_a$ で R_a 、 C_a はそれぞれ負荷回路の等価抵抗容量である。容量は頸-陰極、頸-陽極、陰極-陽極間容量の関係、頸の分極、陽極電圧等にて定まり、固有容量は約 0.1~0.4 pF である。 $(R_a C_a)$ は約 10^{-8} 秒相互コンダクタンスは低周波で 100 μU である。

その後頸部を異なった幅の 2 個に分割した四極テクネトロンおよび左、右 2 個の静電レンズの変調リングを有せる五極テクネトロンが提案せられた。この詳細は紙面の都合で割愛するが U.H.F. 高電力形へと研究が進められている。

文 献

- (1) H. Stutz and R.A. Pucel: "The spacistor, a new class of high frequency semiconductor devices", I.R.E. 45, 3, p 317, (1957).
- (2) W.W. Gärtner: "Design theory for depletion layer transistor", I.R.E. 45, 10, p 1392, (1957).
- (3) H. Stutz, R.A. Pucel, C. Lanza: "High fre-

quency semiconductor spacistor tetrodes", I.R.E. **45**, 11, p 1475, (1957).

- (4) E.J. Ryder: "mobilities of holes and electrons in high electric fields", Phys. Rev. **90**, p 766, (1953).
- (5) W.Schockley: "Electrons and holes in semiconductors", p 85.
- (6) W.T. Read Jr.: "A proposed high frequency,

Negative resistance diode", B.S.J.J. **37**, p 401, (1958).

- (7) R.M. Warner: A. semiconductor current limiter", I.R.E. **47**, 1, p 44, (1959).
- (8) S. Tszner: "Le Tecnetron Nouvelle étape de développement des dispositifs a semi-conducteurs", Bull. Soc. Franc Elect. 7e Tome 8, 94, p 683, (1958).

UDC 621.382.3.026.44

3.3.2 大電力用トランジスタ*

正員 今岡純雄

(東京芝浦電気株式会社)

(1) は し が き

近來トランジスタの各方面への開発がなされるにしたがい、種々な要求が非常に多くなってきている。このうち高出力に用いられるトランジスタは高電圧・大電流という使用条件における電気的特性と、付随的に発生する熱をいかに発散せしめるかという2点を、共通問題とした一群のトランジスタと考えることができる。本項にては、この2点を軸としてのべてみたいと思う。

(2) 電気的特性

電気的特性のうち特に問題となるのは大電流の電流増幅率（同時に電流増幅率の周波数特性である、しゃ断周波数）と高電圧の耐圧特性とである。

(a) 電流増幅率

Shockley, Early らによって解析された小信号範囲における状態と異なり、大信号（大電流）の場合はベース領域に存在する多数担体に対して、エミッタより注入される少数担体の密度が無視できない程大きくなる。すなわち少量の少数担体の場合は、濃度こう配による拡散現象だけで少数担体が取扱えたのであるが、多量の少数担体の注入がはじまると、ベース領域内が中性になるような逆の電荷をもつ多数担体が、ベースの電界を少数担体の流れを助長するような形で表われる。そのため図1のように最初は電流増幅率が增加する。さらに電流が増加すると、今度はその多数担体がエミッタ効率を減ずる作用を行なう方が大きな影響を与えるようになるので増幅率が低下する。

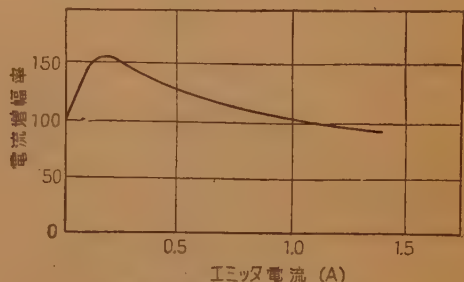


図1 電流増幅率電流特性

いまエミッタ接地、ベース入力の場合の電流増幅率 h_{fe} を計算すると、つぎのようになる。

$$\frac{1}{h_{fe}} = \frac{1}{2} \left(\frac{W}{L_b} \right)^2 + \frac{S A_s W}{D_p A} + \frac{\sigma_b W}{\sigma_e L_e} \quad (1)$$

S : 表面再結合速度 W : ベース層の厚み

A_s : 表面の実効面積

L_e, L_b : エミッタ・ベース両層の少数担体の拡散距離

D_p : 正孔の拡散常数 A : エミッタ面積

σ_b, σ_e : ベースおよびエミッタの導電率

$$z = \frac{W \mu_e}{A D_p \sigma_b} I_E \quad (2)$$

(μ_e = 担体の移動度)

というパラメータを考え、 $g(z)$ という補正函数を導いて式(1)を $-(g(z))$ は z の増加により減少する函数—

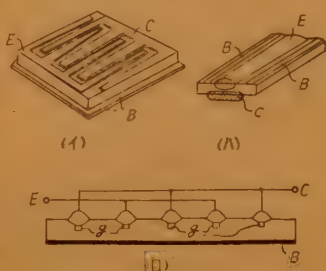
$$\frac{1}{h_{fe}} = \frac{1}{2} \left(\frac{W}{L_b} \right)^2 (1+z) + \frac{S A_s W}{D_p A} g(z) + \frac{\sigma_b W}{\sigma_e L_e} (1+z) \quad (3)$$

という形で考えることができる⁽¹⁾。

第二項が I_E の小さいときの h_{fe} の上昇を示し、他の二つは、 I_E がさらに増加したときの h_{fe} の減少を示している。

* 3.2.2—High Power Transistor. By SUMIO IMAOKA, Member (Tokyo Shibaura Electric Co., Ltd., Kawasaki). [資料番号 4632]

電流が大きくなった所での増幅率の低下を防ぐには $(1+\alpha)$ 項を小さくすることである。W を小さくすることは大きな接合面を必要とする程製造技術的に困難となり限度がある。ベースの伝導度 σ_b を大きくすることは動作最大電圧を減小させ、エミッタ効率を低下し、コレクタシャ断電流を増加せしめるので、これにも限度がある。なおエミッタ効率の低下を防ぐため、たとえば In のみでなく Ga または Al 等を使用することも実際に行なわれているが、現在既知のもの以外には有効なものは考えられず、むしろ使用技術の問題となっている。W を小さくするためいわゆるドリフト形も製作されつつあるが、これまた製造技術上の困難さのため充分に開発されているとはいえない。エミッタ面積 A を大きくすることは電流密度を減少せしめる意味でも考えられるが、実際問題としてベースより離れた位置にあるエミッタ部分程抵抗によるバイアスの低下が甚しくなり、エミッタ電流を減ずることとなる。これらを構造上さけて、均一電流分布に近くする各種の工夫を行っているが、図 2 にその二、三例をあげておく。



(イ) GE
(ロ) Philips (図の g は C, E 部の中央部の電流をシャ断するための溝)
(ハ) クリビトネエ

図 2 種々の大電力用トランジスタの構造

(b) 高 耐 圧

現在のトランジスタの最大電圧は約 100 V 程度でとまっている。これを規制する要素として考えられるものは、表面破壊、つき抜け、なだれ現象などである。

表面破壊は表面処理の状況によって、大きく左右される。

なだれ現象は高電圧による強電界のため、空乏領域中を通過する担体が高エネルギーを獲得し、価電子との衝突によりイオン化現象を生じ、いわゆる“なだれ”現象を起して急激に電流を通せしめるものである。イオン化に必要なエネルギーは、材料のエネルギー・ギャップの 2 倍程度であるので、この現象をさけるにはエネルギー・ギャップの大きい材料を用いることが必要である。

つき抜け効果は高電圧により空乏層が広がり、ベ-

ス領域を電気的になくしトランジスタ作用を消失してしまう現象である。これをさけるには比抵抗の小さい半導体を使う。成長形または拡散形のように接合部が傾斜をもつものの方が合金形ほどの問題はない。

(3) 熱 的 特 性

熱的特性としてはいかに高温度まで使用できるかということ、いかに発生した熱を放散せしめるかというのが問題点である。

(a) 高温度動作

この問題は高出力のための温度上昇をどこまで許容できるかということ、高い周囲温度での動作の必要ということの 2 点が考えられる。

ゲルマニウムを使用した場合、エネルギー・ギャップが小さいため 85°C 程度になるとほとんど使用できなくなる。さらに高い温度に対してはシリコンが 200°C、シリコンカーバイドの 1,145°C 等がある。

ただし、実際問題としてエネルギー・ギャップの大きいものは正孔・電子の移動度が小さく、同一構造では周波数限界が小さくなるとか飽和抵抗が大きいか、雑音指数が大きいかという欠点が出てくる。

表 1 に各種半導体の定数を示しておく。

表 1 各種半導体材料

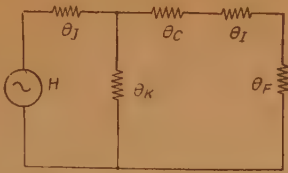
材 料	E_g		電子移動度	正孔移動度
Ge	0.7	85	3,000	1,700
Si	1.1	200	1,800	600
B	1.6	315	~10?	~1?
InP	1.3	285	3,500	700
GaAs	1.35	305	4,000	400
AlSb	1.52	385	50	150
GaP	2.25	695	?	?
AlAs	~2.2	690	?	?
Ga _{0.4} Si	1.9	545	?	?
SiC	3.3	1,145	~200(?)	?
C(ダイヤモンド)	5.6	2,147	1,800	1,200

(b) 放 熱

内部に生じたオーム熱を効果的に発散せしめることである。メタル容器内にシリコン・オイルまたはこれとアラシウムとの混合液のように、トランジスタには悪影響をおよぼさず、かつジャンクションよりの熱伝導をよくする充填物を挿入するのは主として中出力用に用いられている。直接コレクタを銅系統の熱伝導のよい外囲器に密着せしめ、この外囲器をうすい絶縁物をはさんで放熱板・シャーシ等へ熱的に接続する方法は主として大出力用に用いられている。

一般的には熱の等価回路は図 3 のように考えられ、

中出力以下では $\theta_C + \theta_I + \theta_F \gg \theta_K$ なので、全熱抵抗 $\theta_T = \theta_J + \theta_K$ 、大出力では $\theta_C + \theta_I + \theta_F \leq \theta_K$ なので、 $\theta_T = \theta_J + \theta_C + \theta_I + \theta_F$ となる。このうち θ_C と θ_I は小さいので θ_F を効果的に使わないと、 θ_J を



H は熱源
 θ_J はジャンクションケース間熱抵抗
 θ_K はケースの周囲へ対する熱抵抗
 θ_C は接触熱抵抗
 θ_I は絶縁板熱抵抗
 θ_F は放熱板熱抵抗

図3 放熱等価回路

小さくしても効果が出ないので放熱板は良く考えて使う必要がある。

(4) 高出力トランジスタの現状

今までのべてきたように、各種の相反する条件のため、出力を増加せしめると、シャ断周波数がどうしてもあげ得ない。現在世界各社で到達したものは図5に示したようなものである。なお電圧電流に対しては図4に示した。

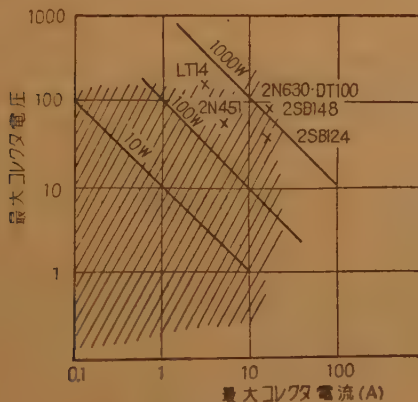


図4 最大電流・電圧関係
 (斜線部分は現在到達されているもの)

大出力トランジスタの大部分は PNP 合金形である。使用周波数をあげるためドリフト形または拡散形が現われてきたが、現在ではまだ出力の点では合金形より一段とおちる。NPN 形は一時生産されたこともあったようだが最近では耐圧の関係か、やや数が少なくなっているようである。

(5) 高出力トランジスタの将来

このような急速な発展途上にある半導体関係は予想が困難ではあるが、画期的な新方法が發明発見されなければ上述の目的にそって一步一步前進する以外に方法はないであろう。

高出力トランジスタの最大課題であるいかに大きな出力をとるかということは、ゲルマニウムでは最高温度の点でほとんど限度に近いものであり、特別な強制冷却を考えねば改良はのぞめない。この点で、さらに望みがあるのは、シリコンとか他の金属間化合物で、材料自体の欠点・製造技術上の困難さの克服に一層の努力がなされることであろう。さらに高周波特性も徐々に改善されつつあり、各種のこころみが発表されている。近い将来、図5の破線程度までは可能と考えられる。

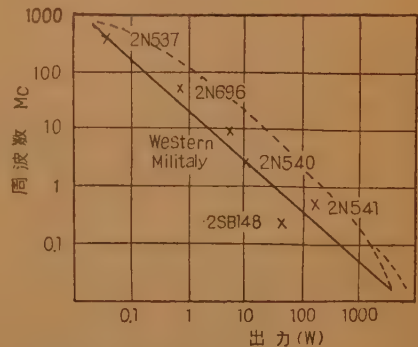


図5 現在到達しているトランジスタの出力と周波数の関係

文 献

- (1) E.G. Roka et al: "Developmental germanium power transistor", I.R.E. **42**, p 1, (Aug. 1954).
- (2) N.H. Flether: "Some aspects of the design of power transistors", I.R.E. **43**, p 551, (May 1955).
- (3) J.M. Early: "Design theory of junction transistor", B.S.T.J. **32**, p 1271, (Nov. 1953).
- (4) L.J. Giaccolletto: "The study and design of alloyed junction transistor," I.R.E. Conv. Rec. **2**, Part 3, p 99, (Mar. 1954).
- (5) W.H. Webster: "On the variation of junction transistor current amplification factor with emitter current", I.R.E. **42**, p 914, (June 1954).

3.2.3 スイッチ用半導体素子

UDC 621.382.3 : 621.316.5

(A) スイッチ用トランジスタ*

正員 伴野正美 正員 徳山 巖

(日立製作所中央研究所)

(1) 序 言

電子計算機, 数値制御工作機械, 電子交換機等々, パルスの発生, 増幅, 伝達を基幹とする電子工業製品の開発が最近大きな発達をとげた結果, 機器の小形軽量化, 信頼度の向上と相まって, トランジスタなどの半導体製品が, 広くこの分野に使用されるようになった。これら半導体製品の中では, 最近種々の新しい原理に基づく素子が開発され, その応用も広範囲に考えられているが, ダイオードと共にトランジスタの占める割合が相当大きい。これは一つにはトランジスタについて、数年来の安定した生産技術の上に立った量産態勢の確立, 特性の均一性, 長寿命化などの優位が認められていることその他に, その特性の解析が進みまた, 三端子であるための使用上の簡便さがあるためと思われる。本稿ではおもに一般の接合形スイッチ用トランジスタについて要求される特性, 設計および製造法などに関して述べるが, 一口にスイッチ用トランジスタと言っても, その用途に応じて多種多様な特性, 設計法が考えられるので, ここでは極く基本的な事柄についてだけに止める。

(2) スイッチ用トランジスタに 要求される直流特性

もちろんスイッチ用トランジスタと言っても比較的低レベルのパルスの増幅を取扱う場合と, かなりの電力を開閉しなければならない場合とでは特性を別個に考えねばならないし, 高速度を要求する場合もあれば高電圧で動作させねばならぬこともある。したがってその用途に応じてそれぞれの特徴を生かした設計をなすべきであることは論をまたない。ここでは簡単に基本的な特性と設計法を述べる。

(a) 逆耐電圧

スイッチ回路においては, 通常コレクタ電流の on, off によりパルスの伝達を行なうから, コレクタ接合につき考えると, その励振振幅が非常に大きくなる。特にコレクタ電流が off の状態ではコレクタに高い電圧が印加されるから, この際接合が破壊されないだけの充分な逆耐電圧が必要である。また一般にはベース入力形の回路を用いる故, コレクタ, エミッタ間の突き抜け電圧をも高くしておかねばならず, さらにエミッタ接合に逆バイアスを与えてコレクタ電流 off の状態を実現させる回路ではエミッタ接合の逆耐電圧も高いことが必要である。これらの目的には通常合金形の接合トランジスタで, ベースとなる基体ゲルマニウムの特性を選択して設計するのが便利な方法で, ドリフト形や, ある種の不純物拡散形トランジスタは, エミッタ接合の逆耐電圧が著しく低いので用途が限定される。マイクカソード形のトランジスタも著しくスイッチ時間が改善されているが¹⁾, エミッタ接合の逆耐と言う点からは不十分で, 特別な用途に限られている。また一般に誘導性リアクタンスと併用する場合には, スイッチの過渡時に発生する起電力によって接合を破壊しないように注意しなければならない。逆耐電圧にはかなりの余裕を見越す必要がある。

(b) 飽和電圧または飽和抵抗

比較的大きな信号を取扱う場合に on の状態での電圧降下をできるだけ小さくするがトランジスタの許容損失を有効に活かす点で重要である。これを小さくするためには各電極の直列抵抗の減少が必要である他, 電流増幅率のコレクタ電圧依存性を小さくすることが必要となる。ある種の成長形トランジスタにおいてはコレクタに直列に入る電極間抵抗が大きく特性を害することが知られているが, ドリフト形のトランジスタにおいては, 低コレクタ電圧において電流増幅率が低下するので非常に使用しにくい。

(c) 電容量

スイッチ回路においてトランジスタの消費電力の最も多い時間は on より off への過渡時である。したが

* 3.2.3—Semiconductor Elements for Switching Use.
(A)—Transistor for Switching Use. By MASAMI TOMONO and TAKASHI TOKUYAMA, Members.
(Hitachi Central Research Laboratory, Tokyo).
[資料番号 4639]

って duty の大きな回路で、かつスイッチ時間がき程高速度でないときには、かなりの余裕を持つ使用法が必要であると同時に、一般に、スイッチ回路は小形化されて小さな体積に数多くのトランジスタが使用されるから、トランジスタ自身の熱放散をよくしておく必要がある。また入力回路の損失を取除く意味からの $r_{bb'}$ の減少、入力自体を小さくできるように、高電流レベルにおける電流増幅率の値が低下しないような設計もあわせて必要である。飽和電圧を下げるのがスイッチの電流容量を増すものであることは言をまたない。さらに off 時における電力消費を少なくする意味とスイッチの開閉比を向上するためにコレクタのしゃ断電流は小さくする必要がある、特にその電圧依存性を小さくせねばならない。

(3) スイッチ特性

以上述べた直流に関する量は比較的その取扱も簡単で、また多くの場合これに適した設計製造を行なうことができる。しかしスイッチ特性となると事柄は非常に複雑である。まず第一に与えられたトランジスタのスイッチ時間は、その使用回路によって大幅に異なるので、そのトランジスタのスイッチ特性における Figure of merit を何に求めるべきかの問題がある。つぎに通常多く行なわれているように微小信号回路定数とスイッチ時間の間の関係を求めると言うやり方は余り意味が無いと言うことである。すなわちスイッチ回路は大信号において使用するもので、微小信号定数の電圧、電流依存性まで考慮しなければ、正確な回答が得られないことになる。

最も簡単な例とし

て、ベース入力形の図1の回路でコレクタ電流未飽和の領域につき合金接合形ト

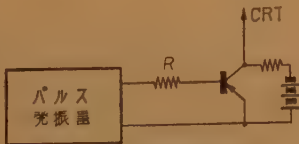


図1 立上り時間測定回路

ランジスタについて立上り時間の測定を行なうと、回路の入力抵抗 R および最終到達コレクタ電流レベルにより、立上り時間は図2のごとく変化することが知られている⁽²⁾。すなわち、コレクタ電流レベルが増加するにしたがい立上り時間も増加し最大値をもつ。この最大値に達するまでは入力抵抗により立上り時間は大幅に（一桁以上）異なるが、最大値より先は余り変化しなくなる。

この関係はベース層中の電荷の状況についての微分方程式より出発した解析により求められ、立上り時間

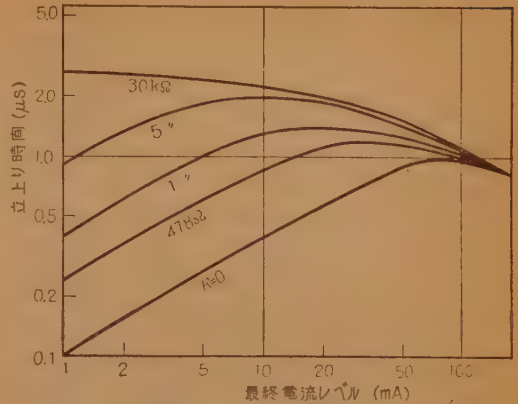


図2 合金接合形トランジスタの立上り時間と最終電流レベルの関係（トランジスタ HJ 60）

T_0 は式(1)のごとく与えられる⁽²⁾。

$$\frac{T_0}{1} = \frac{\frac{\omega}{\beta} \left(1 + \frac{p_0}{N_D + p_0}\right) \left(1 + \frac{r_b}{R + r_{bb'}}\right)}{2.3 \left[1 + \frac{\omega}{\beta} \left(1 + \frac{p_0}{N_D + p_0}\right) r_b C_j\right]} \quad (1)$$

ただし、ここに $\omega = \frac{2D_p}{W^2}$ (D_p 正孔の拡散定数、 W ベース幅 β , r_b , C_j はそれぞれ最終コレクタ電流値におけるエミッタ接地短絡電流増幅率、ベース側の微分抵抗 ($r_e\beta$), エミッタ・ベース間接合容量を示す。また p_0 , N_D は最終コレクタ電流レベルにおけるベース領域のエミッタ側の正孔の濃度、およびベース領域中のドナー濃度である。この式の中で最も大きな効果をもつものは $\frac{\omega}{\beta} \left(1 + \frac{p_0}{N_D + p_0}\right)$ の項とその電流依存性で、図2の結果は式(1)の β , $\omega \left(1 + \frac{p_0}{N_D + p_0}\right)$, r_b の電流依存性を考えることにより完全に定量的に説明し得る。すなわち従来高速度スイッチ用トランジスタとして、そのしゃ断周波数のみを設計の基準としているくらいであったが、式(1)の結果によれば、この他に使用すべき回路の電流レベルおよび入力抵抗に応じてトランジスタの各パラメータの電流依存性まで考慮した設計が必要であることがわかる。

以上例示したような取扱い方で、減衰時間に関しても同じように解が求められる。また、この他にコレクタ電流が飽和している場合は蓄積時間に対する解析をも含めねばならない。さらにドリフト形トランジスタについては、ドリフト効果とコレクタ電流レベルの問題等を考えて解析を進める必要がある。

(4) スイッチ用トランジスタの実例

以上述べたように、スイッチ用トランジスタとして

は一般用には通常合金接合形が適しており、各速度、各電力のものが製造されている。しかし普通は速度と電力とは相反する要求で、高速度大電力用の設計は困難である。特に低レベル高速度用途には前記 MADT 形ないし Surface Barrier 形が優れ、立上り時間も数 μs の程度に達している。またドリフト形トランジスタもある種の用途には使用し得るもので、その解析も進んでいる⁽¹⁾。特に大電力用としては、Si の拡散形トランジスタで 100 W 程度まで使用可能なものの報告もある⁽²⁾。低レベルスイッチ用の例として、トランジスタ・チョッパを挙げることができる。ことに励振周波数の高いことと長寿命であることから機械的チョッパに代わるものとして研究が進められて来たが、その欠点であったドリフトの問題を、2 個のトランジスタを同一温度になるように組み合わせ、差動式にして温度補償を行なって解決する方法が解決する方法が発表された⁽³⁾。この方法によれば、ドリフトレベルを数 μV 程度に減少し得るので、今後この分野における発展が期待される。

以上の他に電子交換機の通話路接点、計算機の記憶素子などには、自己保持性のあるスイッチ用トランジスタの使用が便利である。 $pnpn$ スイッチはこの分野の代表例であるが接合形トランジスタでも、電子なだれ形トランジスタでその特性を実現し得る。これは接合形トランジスタのベース入力回路において、ベース電流零における特性(図 3 (a))と、シャ断特性(図 3 (b))の間の特性の移り変わり(図 3 (c))を、エミッタ電流による電流増幅率の変化と電圧の変化による電子なだれ増倍効果の変化を用いて実現したもので、コ

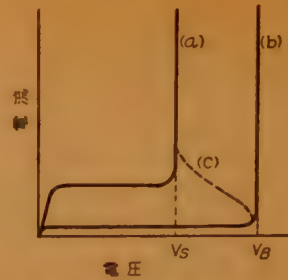


図3 なだれ形トランジスタの静特性

レクタ接合に増倍効果に耐えるだけの設計をしておかないと寿命の点で難点がある。ことに on の状態で電力消費のあることが問題であるが、スイッチ速度についてはかなり速いものと考えられる⁽⁴⁾。

この外に、同じく自己保持性をもつ接合形トランジスタとしては、コレクタ中にタングステン針を埋込んだ、合金形トランジスタ⁽⁵⁾、真性 Ge の両側から p 領域 n 領域を合金接合により作り、ベース電極をやはり n 領域の合金接合により作った Deplistor⁽⁶⁾ などの報告がみられるが、いずれもまだ実用されるに至っていない。

文 献

- (1) C.J. Thornton, J.B. Angell: I.R.E. **46**, p 1166, (1958).
- (2) 上妻, 安藤: 昭 34 信学全大シンポジウム, “スイッチ用トランジスタおよびスイッチ回路”, 96.
- (3) R.C. Johnston: I.R.E. **46**, p 830, (1958).
- (4) D. Navon, P. Debaurs: Trans. IRE, **ED-6** p 169, (1959).
- (5) 猪瀬, 永田, 木下: 本会トランジスタ研専委資料, (昭 34).
- (6) D.J. Hamilton et al: I.R.E. **47**, p 1102, (1959).
- (7) W. Münch, H. Solow: N.T.Z., **11**, p 293, (1958).
- (8) O.W. Memelink: Philips Res. Repts., **13**, p 485, (1958).

UDC 621.382.3 : 621.316.5

(B) その他のスイッチ用素子*

正 員 伝 田 精 一

(電気試験所)

(1) は し が き

半導体の代表選手ともいうべきダイオード、トランジスタの他に、特別な構造と特性を持っている素子がある。一般に $V-I$ 特性のなかにマイナスの抵抗状態を含んでいるようなものをスイッチ用素子と呼んでい

* (B)- Miscellaneous Semiconductor Elements for Switching Use. By SEIICHI DENDA, Member (Electrotechnical Laboratory, Tokyo). [資料番号4634]

る。スイッチという定義は現在明確ではなく、(A)に述べられるものは主としてリレー的な動作をし、スイッチ用素子では特性の負抵抗の両側にある 2 つの安定状態を使って真の意味のスイッチ (2 安定動作) を行なう。このような素子の特性、とくに負抵抗領域はいろいろな現象によって起こっているので非常に面白いし、また、将来も違った素子が作られる可能性は大きい。以下、現在もっとも開発されている $pnpn$ スイ

チおよびその他のいくつかについて述べる。

(2) *pnpn* スイッチ

(a) 原理

構造はトランジスタにもう1層を付加して4層のサンドイッチ状になっている。いま図1のように各領域、接合に名をつけると p_1 側に-を印加したときは *pn* 接合 J_1 および J_2 は逆方向バイアスになって図2の下半分の特性になる、しかし、つぎに p_1 側に+を

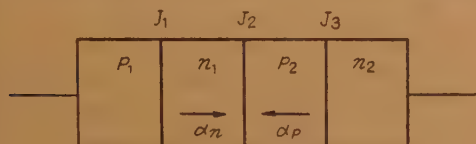


図1 *pnpn* スイッチの構造

印加すると話は複雑になる。まず図1で p_1, n_1, p_2 の3層構造を考えたとき、*pnp* トランジスタと全く同じに p_1 領域からホールが n_1 領域に注入され p_2 領域に吸い込まれる。このとき全電流に対して p_2 に達したホ

ールが運ぶ電流の割合つまり α を α_n とかき、同様に p_2 領域をベースとする α_p (電子に対して)を考える。

始めに $(\alpha_n + \alpha_p)$ が1以下であると p_1 から注入されたホールおよび n_2 から注入された電子はそれぞれ逆バイアスされた中央の接合 J_2 を通って流れ込み、両端子間には

$$I_{\text{OFF}} = \frac{I_s}{1 - \alpha_n - \alpha_p}$$

のごとき電流が流れる。 I_s は J_2 の飽和電流であるから I_{OFF} も数 μA ~ 数十 μA 程度の小さい値である。両端の電圧がさらに上昇すると J_2 の破壊電圧で当然電流が流れ始める。こゝでは avalanche 増倍作用が存在し、電流が流れることによる α_n, α_p の増加(後述

する)を打消すために電圧がわずかに減少して低い負抵抗を生ずる。

さらに図2の I_0 に至ると $(\alpha_n + \alpha_p) \geq 1$ となり、 J_2 の両側からのキャリアが相互に交換できなくなり、 J_2 におおののキャリアを流し込ませないような電界が生ぜねばならなくなる。この電圧の向きは J_2 が順方向になる向きなので、結局両端子間の電圧は急激に低下し、ほとんど 0.5~1 V のオーダになる。

こゝで重要なのは $(\alpha_n + \alpha_p)$ (今後 α とかく) がどんな機構で電流によって増加するかということである。

現在まで各種の *pnpn* スイッチが発表されているがいずれもこの機構をどんな方法で解決しているかがおもな相違となっている。以下各素子の動作、特長などを列記する。

(b) シリコン *pnpn* スイッチ⁽¹⁾

初めて発表された *pnpn* スイッチで、二端子構造で

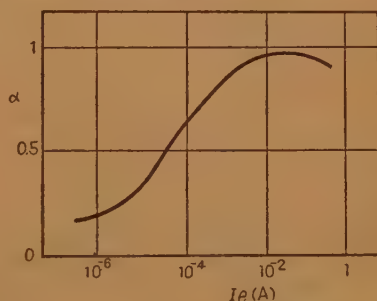


図3 シリコントランジスタの α 特性の例

ショックレー4層ダイオードとして市販されている。元来シリコンは材料自体として低電流では α が

小さい特性をもち、これは内部の trapping center の作用として説明されている。図3にシリコントランジスタの I_B - α の関係を示すが、*pnpn* ではこの特性をうまく利用している。構造は図4のように合金と気相拡散を使って各種の方法がある。比較的小電力のスイッチング回路素子として使われる。

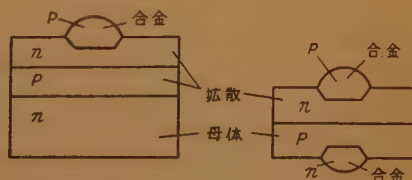


図4 *pnpn* 構造の製法例

(c) コントロール整流器⁽²⁾

これはシリコン三端子 *pnpn* スイッチの別名で、他にも固体サイラトロン、トリジスタ等の多くの通俗名または商品名がある。現在応用面では最も活発に研究が行なわれ、各メーカーも競って試作している。主

として ON 状態での電流容量が数 A～数十 A 程度のもが多く、サイラトロン、水銀蒸気制御整流管などに置きかえて使われる。小形大容量で取扱いも簡単なので、非常に広範囲に应用されている。Controlled rectifier という名称が最も一般的である。

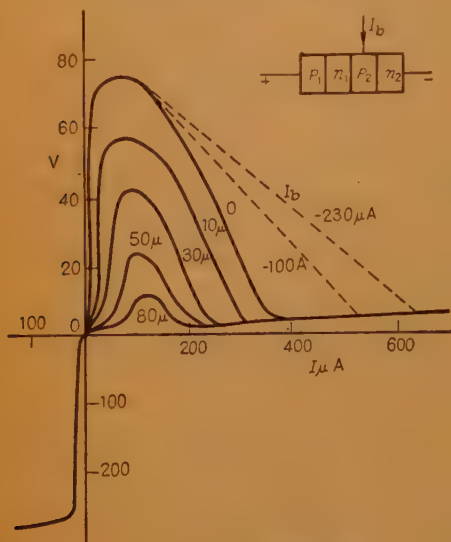


図5 コントロール整流器の特性

図5に第三端子 (p_2 または n_2 領域からオーミックな接続を引出す) に電流を流したときの特性変化を示す。このようにこの電流で主回路をスイッチできるので、この電極をゲート電極とも呼ぶ。見られるように約 $20\mu\text{A}$ で OFF → ON し、トリガの電力ゲインは非常に大きい。

(d) サイリスタ

上と同様な三端子構造をゲルマニウムで作っても一般にはスイッチ特性が出ない。それは電流- α の変化がゲルマニウムでは、ほとんどないからである。しかし、図6のような構造にして p 形ゲルマニウムにオーミックな金属コンタクトをつけると、この電極からの電子の注入効率は、図7のように増加するのが見られた。これを利用してスイッチ特性が得られる。pnpn の最後の n を金属という意味で $pnpm$ と書くこともある。スイッチ速度は ON, OFF とも $0.1\mu\text{s}$ のオーダーである。

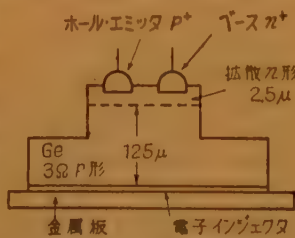


図6 サイリスタの構造

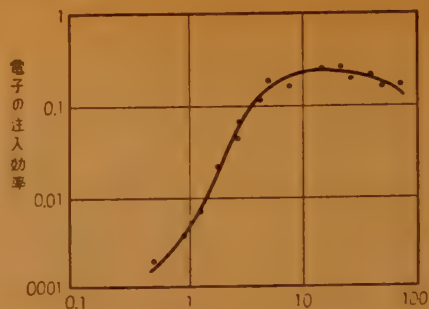


図7 金属電極からの電子の注入

(e) その他の pnpn 素子

この他にも各種の $pnpn$ が発表されている。ベース領域 (n_1 または p_2) の厚さをキャリアの拡散距離と同程度またはそれ以上にとると、やはり電流によって α の変化が生ずるのでスイッチ特性が生ずる。シリコンおよびゲルマニウムで作られている。これらは wide-base $pnpn$ と呼ばれることもある。

以上のように $pnpn$ に素子は特性としては半導体素子のうちで最も優秀である。現在は電力用に注意が向けられているが、スイッチ速度もトランジスタと同程度まで上昇できる可能性があるため、高速スイッチとしての用途も考えられる。

(3) クライオザ⁽³⁾

低温における不純物の衝突によるイオン化で生ずる avalanche breakdown と再結合を利用するスイッチ素子である。たとえば p 形ゲルマニウム板の両面からオーミックコンタクトをつけて、液体ヘリウム温度 (4.2°K) で測定するとある電圧で breakdown する。また

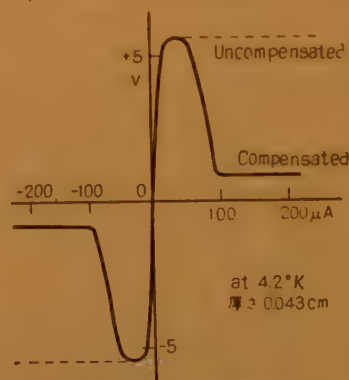


図8 クライオザの特性

このときゲルマニウムが compensated すなわちドナー不純物とアクセプタ不純物を両方含んでいると図8のような負抵抗特性が生ずる。前者は、ダイオード、後者はスイッチ素子として

使える。スイッチ速度は非常に早く 10^{-8}sec 以下、また avalanche 現象はごく局部的に起こるので1枚のゲルマニウム板に多数の素子が付けられ、記憶素子な

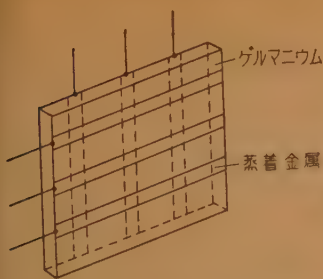


図 9 蒸着形クライオザ・マトリクス

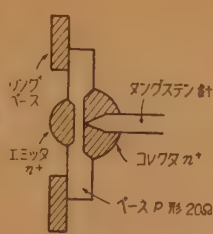


図 10 サイラトロン形トランジスタ

どとして最適である。たとえば図 9 のように蒸着ストリップを使うと 1 インチ立方に 20 万個の素子が可能になる。

(4) サイラトロン形トランジスタ⁽⁴⁾

図 10 に示すように一般の合金形トランジスタのコレクタにタングステン針を合金過程中にそう入すると、 $p-n$ 接合がごく 1 部分破壊され、この直下のオーミックな

path がエミッタからの注入キャリアで伝導度変調を受けてダブルベースダイオードに似た負抵抗特性を生ず

(図 11)。変調を受ける部分が小さいので速度も比較的早く 10^{-7} sec で、安価にできるのが特長である。種々の変形構造のものがある。

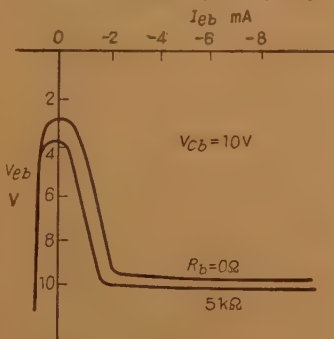


図 11 サイラトロン・トランジスタの特性

(5) デプリスタ⁽⁵⁾

半導体中の空間電荷層 (depletion region) および電子と正孔の易動度の比を利用するもので構造は図 12 にしめす。コレクタにかけられた電圧による空間電荷層はサージ電極をカバーして OFF 状態を作り、サー

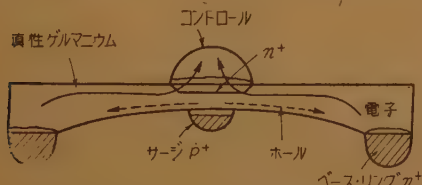


図 12 デプリスタの構造

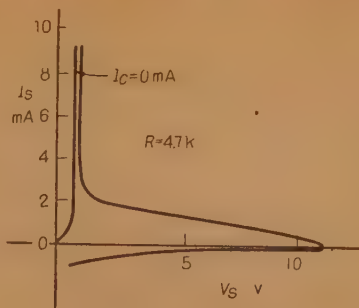


図 13 デプリスタの特性

て、サージの電圧も低くなる。サージとベース間の特性を図 13 に示す。

(6) ネジスタ

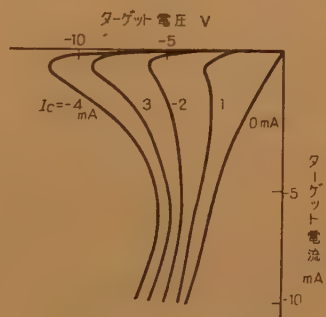
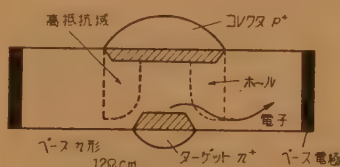


図 14 ネジスタの特性、構造

ジ電圧が上がってベースとの間に電流を流すとベース電極からの電子はコレクタに流れてコレクタの電圧をドロップさせる。したがって、サージの電圧も低くなる。サージとベース間の特性を図 13 に示す。

デプリスタと構造、動作がやや似ているが、易動度の比は利用していない。その分だけ特性が変わっている。構造、特性は図 14。

(7) その他

ダブルベースダイオードは、その後全く発達していないので省略する。速度

のおそいのが致命的な欠点と見られている。この他にも二、三の負抵抗素子があるが取上げなかった。要するに負抵抗素子は $pnpn$ のように特性が優秀か、またはエサキダイオードのように極端に速度が早いかが注目される原因となり、他のものはいずれも計算機等に利用され得る特性を持ってはいるが結局は価格、速度、使い易さなどの総合で評価が決まるものと思われる。

文 献

- (1) J.L. Moll et al: I.R.E. 44, p 1174, (Sept. 1956).
- (2) I.M. Mackintosh: Trans. I.R.E. ED-5, p 10, (Jan. 1958).
- (3) A.L. McWhortorand R.H. Rediker: I.R.E. 47, p 1207, (July 1959).
- (4) W. Münch: Brit. I.R.E. 18, p 645, (Nov. 1958).
- (5) O.W. Memelink: Philips Res. Rep. 13, p 485. (July 1958).

UDC 621.382.3 : 621.383

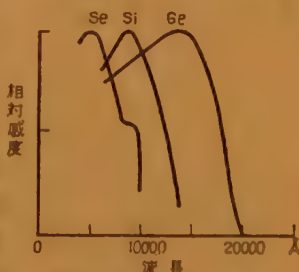
3.2.4 フォト・トランジスタ^{(1),(2),(3)*}

白 田 哲 郎

(日本電気株式会社)

半導体の PN 接合部に光を照射すると、光のエネルギーによりホールと電子の対が励起されて、両端子間に光起電力が発生する。このとき負荷を接続しておけばこれに電流が流れ電力を取出すことができ、またバイアス電圧が加えられているときは、伝導度が増加する。一般に前者を利用したものを光電池、後者を使って光電変換を行なうものをフォトダイオードあるいはフォト・トランジスタと呼んでいる。しかしこれらは二端子であるので構造的にはダイオードであるが、光自体がキャリアの注入を行なうものとする、トランジスタと考えられるので以後フォトトランジスタと呼ぶことにする。

材料としては Ge , Si , Se , CdS , PbS 等があるが、フォト・トランジスタとしては現在のところ Ge および Si を使用したものが多く、波長感度特性は図1に示すように、 Se , Ge , Si 等の材料により異なり、それぞれ約 $6,000 \text{ \AA}$, $10,000 \text{ \AA}$, $15,000 \text{ \AA}$ 付近で最大値を示し、 Ge , Si ではその感度が赤外部の方にかたよっている。また赤外部における限界値は材料のエネルギー・ギャップに対応して Ge では $20,000 \text{ \AA}$, Si では $12,000 \text{ \AA}$ 付近である。

図1 Se, Si, Ge の波長感度特性

つぎにフォトトランジスタを構造的に大別すると、点接触形, PN 接合形, NPN (または PNP) 接合形となり概略図を図2に示した。(a)は点接触形の一例であって円筒形の金属ケースに収容された Ge 結晶片の中心を 0.08 mm 位の厚さにして、これに探針を立て点接触形ダイオードと同じフォーミング処理を行なったものである。図3に電圧電流特質を示したが、これは光束をパラメータにしたもので、暗電流は一般

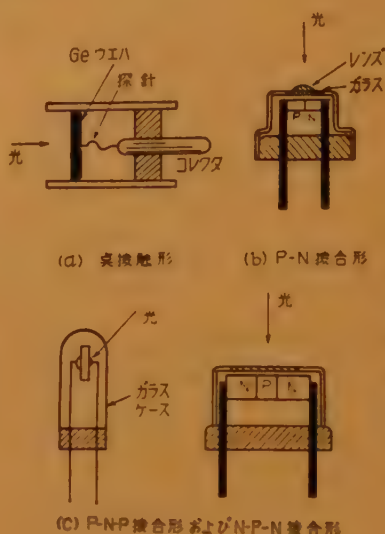


図2 フォト・トランジスタの構造

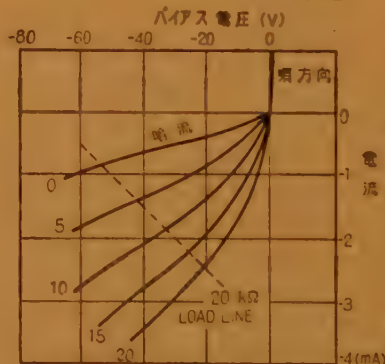


図3 点接触形フォト・トランジスタ電流電圧特性

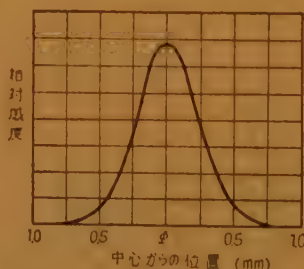


図4 点接触形フォト・トランジスタの感度分布

の点接触形ダイオードの逆方向特性と同じである。光の強さによる出力電流の変化は直線的でなく、光量が増加するほど飽和の傾向を示している。この現象はどの形式のフォト・トランジスタでも多少は起こる現象であるが、特に点接触形では著しく、光量が増加すれば当然キャリアの数は多くなるが、再結合の確率も多くなり飽和現象を呈するものと考えられる。図4は Ge

面における感度の分布を示したもので、コレクタの探針を中心として 0.025 mm 直径の範囲が最も感度高く、中心を離れるにしたがい、指数函数的に減少している。このほか周波数特性が 200 kc 程度

* 3.2.4—Photo Transistor. By TETSURO USUDA. Non-member (Nippon Electric Co., Ltd., Tokyo). [資料番号 4635]

まで一定であるなど、種々実験されているが、現在のところ余り実用化されていない。

つぎに PN 接合形 フォト・トランジスタ について述べる。図 2 (b) は成長接合形の場合を示したものである。これは PN 接合の細いバーを作りその両端にリード線を付け集光レンズの付いた金属ケースに封入している。 PN 接合形 フォト・トランジスタ の特性は一般の接合形ダイオードの特性となんら変わらず光による電流を I_p とするとフォト・トランジスタに流れる電流は $I = I_s(e^{qV/kT} - 1) - I_p$ となる。ここで

I_s は飽和電流、 q は電荷量、 V はバイアス電圧、 T は絶対温度、 k はボルツマン定数である。いまフォト・トランジスタのバイアス電圧を負の大きな値にすれば $I = -I_s - I_p$ となり、バイアス電圧に関係なく光束

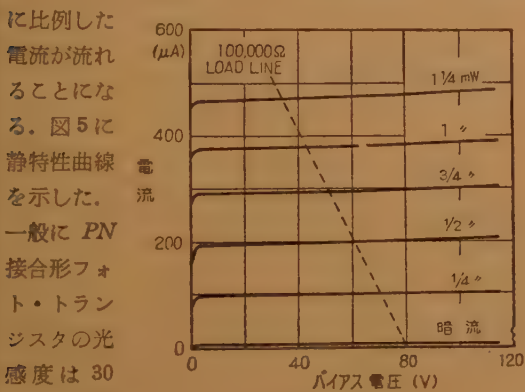


図 5 $P-N$ 接合形フォト・トランジスタ電流電圧特性

に比例した電流が流れることになる。図 5 に静特性曲線を示した。一般に PN 接合形 フォト・トランジスタ の光感度は $30 \mu A/ml$ 程度で、前述の点接触形の $100 \mu A/ml$ に比較して良くないが、暗電流が非常に小さいので SN 比としては優れていることになる。光点を小さくし、これを移動させて測定した感度特性を図 6 に示した。 PN 接合形の場合、バイアス電圧はほとんど接合部にかかるため、光電流はすべて、拡散によるものと考えられる。したがって感度特性は $\exp(|x|/L)$ で減少する。

(ここで x は接合部よりの距離、 L は拡散長) いま図 6 から L を求めて $L = \sqrt{D\tau}$ の関係

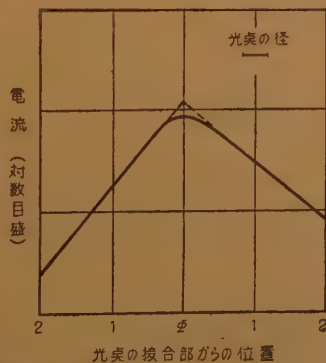


図 6 $P-N$ 接合形フォト・トランジスタ感度分布

より、キャリアのライフタイムを測定することができる。(D = 拡散定数、 τ = ライフタイム) 以上のことは、光電流は接合部の非常に近辺に照射された光によって励起されたキャリアのみによって流れることを示し、

表 1

資料	暗電流 (μA)		光電流 (μA)	
	20°C	55°C	20°C	55°C
1	3.7	35	190	270
2	8.6	91	160	240
3	1.8	19	180	252
4	3.1	26	206	292

また光の透過は比較的表面的みに限られている。したがって接合面積を大きくすることは暗電流を増加するため余りメリットは向上しないので、

表面処理による性能の向上が種々検討されている。つぎに特性の温度依存性であるが、表 1 のような結果が報告されている。これは $24 V$ 直流バイアス光束 $6.2 ml$ の条件で測定されたものであり、温度を $20^\circ C$ から $50^\circ C$ に変化させた場合、暗電流の増加の率は光電流の増加率よりも大きいことを示している。

表 2

DC バイアス (V)	暗電流		光照射		光照射	
	DC (μA)	noise (μA)	DC (μA)	noise (μA)	DC (μA)	noise (μA)
45	6.7	30	154	25	620	50
90	7.6	45	144	55	600	60

Noise は $1,000 c/s$ で $1 c/s$ Band 幅

また表 2 は雑音についての実験結果であり、雑音はバイアス電圧では余り変化しないが、光電流の増加により増加することを示している。図 7 は PN 接合形 フォト・トランジスタ の等価回路を示した。ここで L は光束、 k は変換定数である。

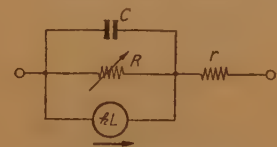


図 7 $P-N$ 接合形フォト・トランジスタの等価回路

r および R の値は Ge の PN 接合形の場合、バイアス電圧 $50 V$ のとき、 $r = 100 \Omega$, $R = 50 M\Omega$, $C = 10$

μF 程度の値である。

つぎに、 NPN (または PNP) 接合形 フォトトランジスタについて述べる。図 2 (c) に NPN 成長接合形および PNP 合

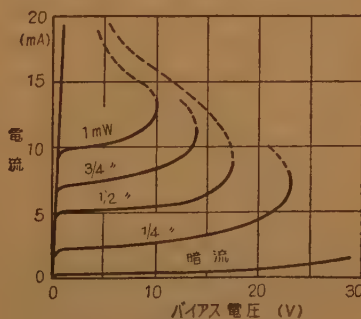


図 8 $N-P-N$ 接合形フォト・トランジスタ電流電圧特性

表 3 国産フォト・トランジスタ規格

メーカー	品名	形 式	最大定格			暗電流 (μA) / (atV)	感 度	寸 法 (mm)
			V_{ce} (V)	I_{ce} (mA)	P_{ce} (mW)			
日電	PD 3 L	Ge PN 成長接合形	50	5	100	20/30	$5 \mu\text{A}/100$ Lux	$105 \phi \times 7.5$
	PD 6	"	50	2	20	30/50	$1 \mu\text{A}/100$ Lux	$2.0 \phi \times 19$
東芝	OS 13	Ge PNP 合金接合形	30	2	15	20/12	$7 \mu\text{A}/100$ Lux	$2.0 \phi \times 17$
ソニー	2 T 101	"	12	10	50	200/6	$2 \text{mA}/4,000$ Lux	製造中止
松下	OCP 71	"	25	10	75	300/10	$1.5 \text{mA}/807$ Lux	$5.9 \phi \times 15$
	MCP 71	"	25	10	75	300/10	"	6.0ϕ $\times 15.7$
富士通	FP 50	Ge PN 成長接合形	100		50	5/100	$2.5 \mu\text{A}/100$ Lux	6.2×2.0 $\times 5.6$

金接合形の構造を示してある。図8は NPN 成長接合形の電圧電流特性であるが、感度は約 $3 \text{mA}/\text{mI}$ と PN 形に比して非常に高感度となっている。これは構造が NPN と一般のトランジスタのベース電極を開にした状態と同じであるため、フック効果により光電流を増幅する。したがって外部回路に流れる電流は、光電流の $1/(1-\alpha)$ 倍となる。 (α) は三極トランジスタとしたときの電流増幅率) 図8の曲線でバイアス電圧の高い方で負抵抗特性を示しているのは、光量が増加した場合電流が相当大きな値となるので自己温度上昇を起

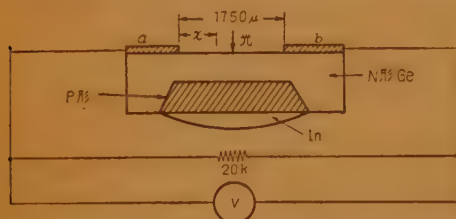


図9 横効果フォト・トランジスタの構造と特性測定回路

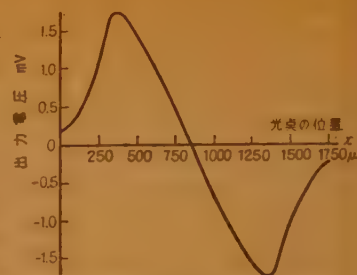


図10 横効果フォト・トランジスタの位置による感度特性

すためと考えられる。以上のように接合形は大きな出力電流を取出

すことができる点で PN 形より優れているが、暗電流が大きく動作が多少不安定になるなど欠点がある。

接合部における感度特性について説明した、図4および図6の場合は光点が接合部に対して直角方向に移動した場合の光電流の変化を測定したものであったがこの光点の移動を接合部に平行に行なった場合に起こる光効果を利用した横効果フォトトランジスタが発表されている。その構造は図9に示すようなもので、N 形 Ge のペレットに In を合金し、ペレットの2点に端子を付けている。図10は光点を移動させたときの出力電圧の特性であり、光点の位置を非常に精密に測定することができることを示している。

文 献

- (1) J.N. Shive: "Properties of the M-1740 P-N junction photocell", I.R.E., **40**, p 1410, (Nov. 1952).
- (2) J. Torkel: "A new semiconductor photocell using lateral photoeffect", I.R.E., **45**, 4, p 474, (Apr. 1957).
- (3) J.N. Shive: Semiconductor devices, (1959).

3.3 ダイオード

3.3.1 マイクロ波用ダイオード

UDC 621.382.2.029.62/.63
621.375.9

(A) パラメトロン増幅用*

正 員 喜 田 昭 一 (電気通信研究所)

(1) は し が き

無線の初期には方鉛鉱や黄鉄鉱の鉱石検波器が広く用いられたが、その後真空管の発明とともにほとんど見捨てられていた。しかしレーダが発明され周波数が

高くなるにつれ鉱石検波器の研究も進展し、これが現在のトランジスタの発明の一因ともなった。またダイオードがマイクロ波の励振で負性抵抗を呈し、それを利用した周波数変換器またはマイクロ波の増幅器が試作されたが、非相反回路が無かったので良好な結果を

* 3.3—Diode. 3.3.1—Diode for Microwave Frequency Use. (A)—Diode Used for Parametric Amplification. By SHOICHI KITA, Member (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [資料番号 4636]

得ることができず、それ以上の発展は得られなかった^{(1),(2)}。しかし最近に至り Manley および Rowe により非直線リアクタンスを含む回路のエネルギー関係式が誘導され⁽³⁾、さらにパラメトロン増幅器が非常に低雑音であることが理論的に証明された^{(4),(5)}。また非直線リアクタンスとしては強磁性体よりも半導体ダイオードの非直線容量を利用した方が能率が良いことがわかり、半導体ダイオードが再び注目され、パラメトロン増幅用ダイオードが再び注目され、パラメトロン増幅用ダイオードについても種々考案されて、多くの論文が発表されている^{(6)~(13)}。以下パラメトロン増幅器用の半導体ダイオードの理論と現在用いられているダイオードについて紹介する。

(2) パラメトロン増幅用ダイオードに必要な特性

(a) 発振条件⁽¹⁰⁾

半導体ダイオードの等価回路は図1ごとく表わされる。 R_S は直列抵抗、 R_B は障壁抵抗、 C_B は障壁容量である。逆バイアス電圧を加えたとすると R_B の値は非常に大となり省略できるから、図1の等価回路は図2のごとくである。この回路の角周波数 ω における Q は式(1)で表わされる。

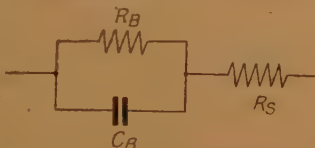


図1 ダイオードの等価回路

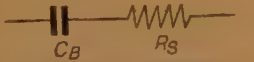


図2 逆バイアス状態のダイオードの等価回路

$$Q = \frac{1}{\omega R_S C_B} \quad (1)$$

また障壁容量 C_B をフーリエ展開し、高次の項を省略し式(2)のごとく表わす。

$$C_B = C_0 + 2C_1 \cos 2\omega t \quad (2)$$

この係数の比 C_1/C_0 は障壁容量の変化率を表わし、 Q とともに、ダイオードの特性を決定する重要な要素である。パラメトリックな発振条件は、式(3)で表わされる。

$$\frac{C_1}{C_0} \geq \frac{1}{Q} \quad (3)$$

また増幅器の利得・帯域幅積は C_1/C_0 に比例する。す

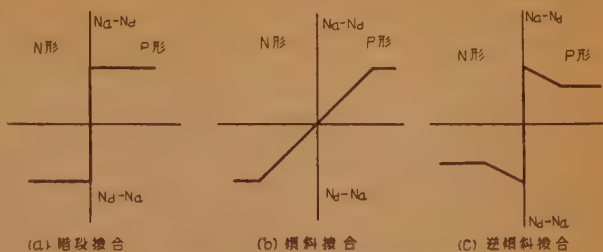


図3 接合部の不純物分布状態

なわちパラメトロン増幅用ダイオードとしては C_1/C_0 と Q の大きなダイオードが要求される。

(b) 半導体ダイオードの障壁容量

半導体ダイオードの障壁部の不純物濃度分布は図3のごとくである。(a)は合金形のように障壁部の不純物濃度が急激に変化する階段接合、(b)は拡散形のように傾斜状に変化する傾斜接合である。障壁容量と印加電圧との間の関係は、式(4)、(5)のごとく表わされる。

(i) 階段接合

$$C_B = \frac{K_a}{(\phi - V)^n} \quad \text{ただし} \quad n = \frac{1}{2} \quad (4)$$

$$K_a = \left[\frac{q\epsilon N_a N_d}{2(N_a + N_d)} \right]^{1/2} \cdot A$$

q =電子の電荷、 A =接合部の面積、 ϵ =半導体の誘電率、 N_a, N_d =アクセプタおよびドナー密度、 V =印加電圧、 ϕ =接触電位差。

(ii) 傾斜接合

$$C_B = \frac{K_g}{(\phi - V)^n} \quad \text{ただし} \quad n = \frac{1}{3} \quad (5)$$

$$K_g = \left(\frac{q\epsilon^2 a}{12} \right)^{1/3} \cdot A, \quad a = \frac{q(N_a + N_d)}{w}$$

w =障壁部の厚さ

この2式より階段接合の方が容量の変化率は大であることがわかる。なおこの外に(c)のような逆傾斜接合(超階段接合)が提案され⁽¹¹⁾、これによれば $n > 1/2$ にもでき階段接合以上の変化率を得ることができる。

(c) 直列抵抗

現在パラメトロン増幅用ダイオードとしてはボンド形とメサ形の2種類があり、その接合部は図4の(a)、(b)のごとくである。接合部の半径を r 、半導体の比抵抗を ρ とすると拡がり抵抗 $[R_S]$ は(6)のごとくである。

$$[R_S] = \rho/4r \quad (6)$$

ボンド形では直列抵抗 R_S と広がり抵抗 $[R_S]$ とは等

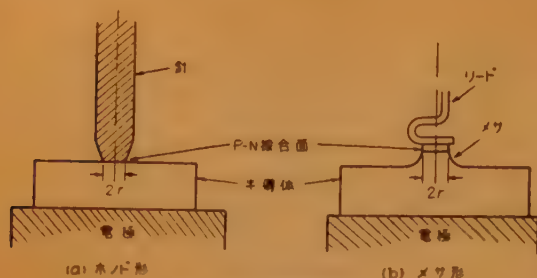


図4 P-N接合面の構造

しく、メサ形では R_s はこの $[R_s]$ にメサ部の抵抗が加わる。

(d) Figure of Merit

パラメトロン増幅用ダイオードの Figure of Merit としては式 (1) の Q で与えられる。ダイオードの障壁容量は式 (4), (5) よりわかるように逆バイアス電圧が増加すると減少し、ダイオードの降伏電圧で最小の障壁容量 C_{min} となる。このときにダイオードの Q は最大の Q_{max} となる。

$$Q_{max} = \frac{1}{\omega R_s C_{min}} \quad (7)$$

$$\text{また} \quad f_c = \frac{1}{2\pi R_s C_{min}} \quad (8)$$

で表わされる f_c をダイオードのシャ断周波数という。この値を大にするには $R_s C_{min}$ の値を小にする必要があり、それには式 (4), (5) および (6) よりわかるように接合面積を小にする必要がある。実際に製作されているダイオードもこれに努力している。

(3) ダイオードの実例

現在パラメトロン増幅用ダイオードとしては数種のもの商品化され、また試作されており、その主なものの特性を表1に示す。これ以外にも VHF 以下の周波数用として Varicap, Semicap 等の商品名で売り出されているが、ここでは、マイクロ波用のものに限定した。

表1のダイオードの中 Varactor はシリコン拡散形で前述のメサ形である。接合電極の直径は約 50 ミク

表1 パラメトロン増幅用ダイオードの特性

名 称	種 類	製 作 所	C_{min} (pF)	C_0 (0 バイ アス容量) (pF)	f_c (Gc)	C_1/C_0
Varactor MA 460 H	シリコン 拡散形	Microwave Associate	0.2		100以上	
HPA 2810	ゴールド ボンド形	Hughes		2.5	75	
ECL-1193	シルバー ボンド形	電 電 公 社 電気通信研究所	0.1~0.2	0.2~0.3	300以上	≈ 0.08

ロンである。HPA-2810 および ECL-1193 はゲルマニウムのゴールドおよびシルバーボンド形である。また最近マイクロ波領域のダイオード用半導体素子としてはシリコン、ゲルマニウムよりもガリウム砒素が優れていることがわかり、これを用いた点接触ダイオードが 10Gc 帯のパラメトロン増幅素子として製作されている⁽¹²⁾。これらダイオードのバイアス電圧と障壁容量との関係を図5に示す。

このようなダイオードを用いたパラメトロン増幅器は 900 Mc から 6,000 Mc 程度までの周波数で雑音指数 1~5 dB 程度である。ダイオードを液体窒素の温度程度まで冷却することにより、この値をさらに減少できる。

また、これらダイオードはパラメトロン増幅器以外にも周波数変換器、通信器、振幅制限器等にも用いることができ、従来の非直線抵抗を利用したものよりも能率の良いことが報告されている。

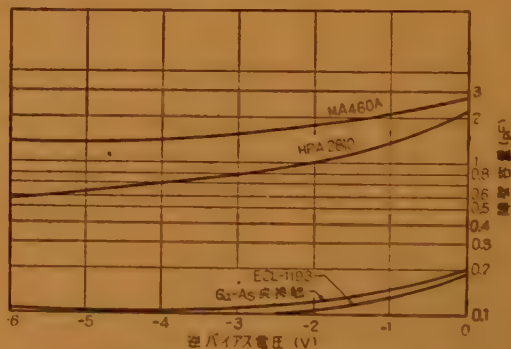


図5 障壁容量とバイアス電圧の関係

(4) 将来のパラメトロン増幅用ダイオード

上記のようなダイオード以外にも種々の構造が考案されている。上述の逆傾斜接合ダイオードもその一例



図6 進行波形ダイオード

である。また増幅器の帯域幅を広くするために進行波形増幅器が考えられているが、ダイオード自身を図6のように P-I-N 構造のダイオードの上下両面を電極とする進行波構造のものが考えられている⁽¹³⁾。

(5) む す び

以上のようにパラメトロン増幅器はこの 1~2 年の間に非常に進歩し、ダイオードについても非常に改良されつつあり、新しい構造のものが考案されている。その低雑音特性によりメーザと共に其の将来は非常に期待できる。

文 献

- (1) Torrey, Whitmen: "Crystal rectifiers", M.I.T. Rad. Lab. Series, (1948).
- (2) 喜田, 藤井: 昭 29 支部連大予稿 (1954-10).
- (3) J.M. Manley, H.E. Rowe: I.R.E., 44, p 904,

(July 1956).

- (4) S. Bloom, K.K.N. Chang: RCA Rev., 18, p 578, (Dec. 1957).
- (5) H. Heffner, G. Wade: J.A. Phys., 29, p 1321, (Sept. 1958).
- (6) A.Uhlier Jr.: I.R.E. 44, p 1183, (Sept. 1956).
- (7) A.Uhlier Jr.: I.R.E. 46, p 1099, (June 1958).
- (8) A.Uhlier Jr.: B.S.T.J. 37, p 951, (June 1958).
- (9) J.Hilbrand, W.R.Beam: RCA Rev. 20, p 229, (June 1959).
- (10) 喜田, 杉山: 信学誌, 42, p 1186, (1959-12).
- (11) 山本, 西沢, 内田, 渡辺: 昭 34 信学全大予稿, (1959-10).
- (12) C.B. De Loach, W.M. Sharpless: I.R.E. 47, p 1664, (Sept. 1959).

UDC 621.382.2.029.62/63
621.376.3

(B) 周波数変換ならびに検波用*

正 員 西 沢 潤 一

(東北大学)

マイクロ波ダイオードは半導体工学の中、言わば原始的なままに取り残された、ただ一つの分野になったようである。ゲルマニウム点接触ダイオードがフォーミングによって表面に逆転層を作るということは比較的確かになったといえようが、シリコン点接触ダイオードについてはまだ十分とはいえないようである。したがって製造方法も極めて経験的な面が多く、ここ数年来の進歩が乏しく石川、長船氏の報告⁽¹⁾、菅野氏の総説⁽²⁾以後見るべきものは少ない。しかし、1954 年にはシリコン点接触ダイオードの通倍による 0.1 mm の電磁波発生が行なわれて光と電磁波との接続という夢が実現されたし、図 1 に示すような導波管中へ直接結晶と針状電極を保持する方法が多く実用され⁽³⁾、GaAs の点接触ダイオードができ 114°C の高温でも変化なく、60 Gc でも使えるようになった⁽⁴⁾。

しかし、最も顕著な進歩は可変容量の応用と、二、三新しい設計に基づくダイオードが試作されたことである。ダイオードに加わる電圧によって空乏層容量が変わることをパラメトリック増幅に用いることは喜安氏が最初に成された成果⁽⁵⁾であり、ついで喜田氏の Torrey と Whitmer 等の仕事⁽⁶⁾の拡張と実用化⁽⁷⁾が改めてパラメトリック増幅の立場から見直され、海外において大々の実用化を見たのは本誌喜田氏の論文に述べられた所であるが、周波数通倍についても応用される。高次高調波をとるとき程有利であるが、損失が少ないから全般的に非直線抵抗を用いるより有利で⁽⁸⁾周波数が下がったときのインピーダンス整合の困難だけが残された問題となろう。

新しいダイオードとしてはフィルコの 1N263 と改良形⁽⁹⁾ベル研究所の面接触 PIN 形⁽¹⁰⁾が最も注目すべきものであろう。1N263 は整流を行なう主要部で

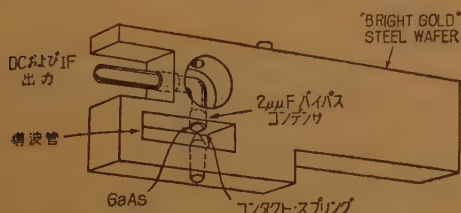


図 1 導波管マウントダイオードの一例

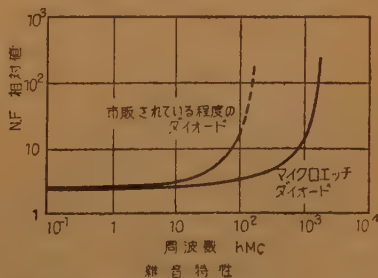


図 2 薄い結晶を用いたダイオードの雑音

あるところの接合の空乏層の厚味は高々数 μ 位であるから余分のゲルマニウムの部分の抵抗「広がり

* (B) Diode used for Frequency Converter and Detector. By JUN-ICHI NISHIZAWA, Member (Tohoku University, Sendai). [資料番号 4637]

抵抗。を直列抵抗で表
現し、その部分に出る雑

音を求め表1に示すよう
な結果を得た。雑音が
少なかったのは薄い結
晶を作って広がり抵抗
を減少させたことによ
るので、このような低
雑音変換用ダイオード
を得たことは大きな貢
献であり、多くの機器に
応用されつつある⁽¹¹⁾。

ここでPN接合の本
質に立ち戻って少々理
論的な立場からマイク
ロ波非直線抵抗ダイオ
ードの今後の方向を考
えて見よう。東北大学
上領助教の年来の持
説によると「電磁波は
空間を伝ばしダイオ
ードは点になる。やむ

なく、金属の線を媒介としてエネルギーを変換するのだ
が、なんとかダイオードを線なり面にして変換能率を
増すべきである」面接形にできない理由としては、接
合部のインピーダンスに比し広がり抵抗を小さくしな
ければならないことで、結晶厚味が d であると点接触
の半径 r_0 のとき広がり抵抗は、ほぼ $\int_{r_0}^d \rho/(2\pi r^2) dr$
 $=\rho/(2\pi)(1/r_0 - 1/d)$ で、接合のインピーダンスは
 $z_j/(2\pi r_0^2)$ である。面接触では、おのおの $\rho d/A$ 、
 z_j/A で (z_j は接合の単位面積インピーダンス、 A は
面積、 ρ は材料ゲルマニウムの実効抵抗率) 全体に掛
かる電圧と接合に掛かる電圧の比はおのおの

$$\frac{z_j/(2\pi r_0^2)}{\frac{\rho}{2\pi} \left(\frac{1}{r_0} - \frac{1}{d} \right) + \frac{z_j}{2\pi r_0^2}} \rightarrow \frac{z_j}{\rho r_0 + z_j} (d \gg r_0)$$

$$\frac{\frac{z_j A}{\rho d} + \frac{z_j}{A}}{\frac{z_j}{\rho d + z_j}}$$

となるから単結晶厚味が接触点半径と同程度まで薄く
できれば、面接触形でも点接触形とほとんど同じ位高
くすることができる。したがって n 程度まで薄い結晶
ができるようになった現在では面接触マイクロ波ダイ

表1 マイクロエッチダイオードの雑音と冷却による雑音の低下
 L_x ミキサ変換損失、 F_x-2 過剰 ミキサ NF 、 T_a 正規化アンテナ温度

	Mixer 過剰雑音 (温度 $(F_x-2) 290^\circ$)				受信器雑音温度		
	Diode 温度 290°K	72.5°K	6°K	過剰 IF アンテナ 雑音温度 L_x ($F_{if}-1$) 290°K	$2(T_a)$ 290°K	結 晶 温 度	
						290°K	72.5°K
(1) 1N 263 標準 $F_{if}=1.5$ $T_a=1.0$ $L_x=3.4$ $t_x=1.2$	610°	150°		490°	580°	1,680°	1,220°K
(2) 1N 263 特選 $F_{if}=1.2$ $T_a=1.0$ $L_x=2.8$ $t_x=1.0$	230°	60°		160°	580°	970°	800°K
(3) マイクロエッチ 計算値 $F_{if}=1.2$ $T_a=1.0$ $L_x=2.5$ $t_x=1.0$	150°	40°		150°	580°	880°	770°K
(4) 1N 263 特選 $F_{if}=1.2$ $T_a=0.05$ $L_x=2.5$ $t_x=1.0$	230°	60°		160°	30°	420°	250°
(5) マイクロエッチ 理論 $F_{if}=1.0$ $T_a=0.05$ $L_x=2.5$ $t_x=1.0$	150°	40°		150°	30°	330°	220°
(6) マイクロエッチ 理論 $F_{if}=1.0$ $T_a=0.05$ $L_x=2.5$ $t_x=1.0$	150°	40°	3°	0°	30°	163°	73°
							33°K

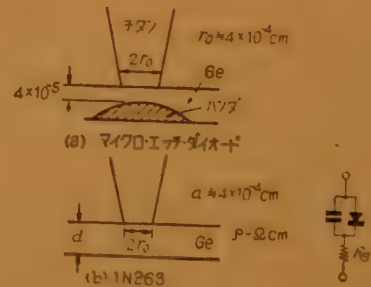


図3 マイクロエッチダイオードと
1N 263 の構造

オードの実現は不可能ではなくなった。

結晶を薄くしたとき起こる問題はまず直流特性の劣
化である、P形のところの厚みを w_p 、N形のところ、
間の空乏層の厚味をおのおの w_n 、 w_i とすると、渡辺
ら、Pell の空乏層中熱電離電流^{(12),(13)}を無視して、
電流密度 I を求めると、P形のところの電子密度を n_p 、
N形のところの正孔密度を p_n 、電子と正孔との拡散
係数を D_n 、 D_p 、 E_p 加電圧を V ととると、

$$I = q \left(\frac{p_n D_p}{(w_n + w_i)} + \frac{n_p D_n}{w_p + w_i} \right) \left\{ \exp \left(\frac{qV}{kT} \right) - 1 \right\}$$

UDC 621.382.2

3.3.2 エサキ・ダイオード*

正 員 福 井 初 昭 (ソニー株式会社)

(1) は し が き

エサキ・ダイオードは、極めて多量の不純物を添加した p, n 両領域よりなる一種の接合形ダイオードで、接合の幅が極端に薄く、順方向にダイナトロン形の負性抵抗をもち、逆方向は甚だ抵抗が低い。この新しい現象は 1957 年夏 L. Esaki らによって見出され、 $p-n$ 接合を通過する電子の量子力学的トンネル効果に基づくものであることが明らかにされた^{(1), (2)}。別名トンネル・ダイオードと呼ばれるゆえんはこゝにある。

こゝでは、まずエサキ・ダイオードの原理を説明し、ついで製法、特性、等価回路、測定法を述べ、最後に応用に関する考察を行なう。

(2) 原 理^{(1)~(11)}

図 1 は典型的な Ge E.D. (ゲルマニウム・エサキ・ダイオード) の電圧・電流特性である。つぎにこの特性を図 2 のエネルギー状態図によって説明しよう。図 2 (a) は電圧を加えない場合の $p-n$ 接合の状態図である。 p 形 n 形両領域とも不純物濃度が極めて高く ($10^{19}/\text{cm}^3$

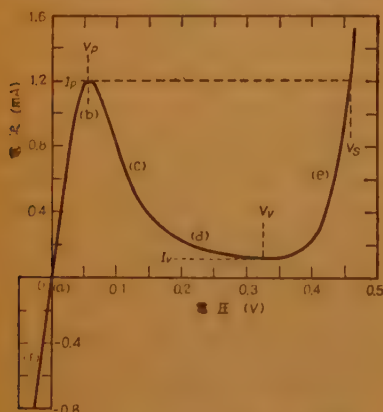


図 1 エサキダイオードの電圧電流特性

程度) 縮退しているので、フェルミ準位は n 形領域では伝導帯の中に、 p 形領域では価電子帯の中にくる。電圧を印加しないときは両フェルミ準位が一致するように、図示のごとき空間電荷層が生ずる。この厚さは

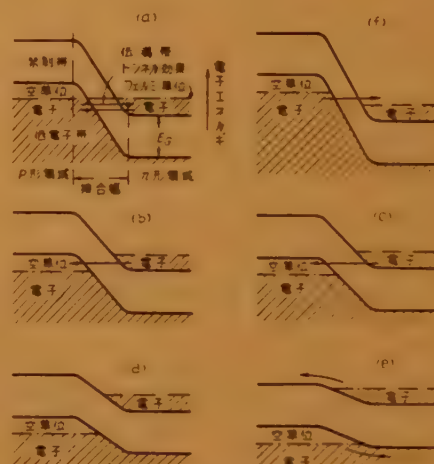


図 2 エネルギー状態図

100 Å 程度で、内部のビルトイン電界は 10^6 V/cm と言う大きな値に達し、図 (a) で矢印で示したように量子力学的なトンネル効果を起こして禁制帯を透過する。電子波が伝導帯の下端あるいは価電子帯の上端でトンネル効果を起こす確率 Z は近似的に次式で与えられる。

$$Z = \exp \left\{ -\frac{\pi^{1/2}}{hq^{1/2}} E_G \left(m^* \epsilon \frac{p+n}{pn} \right)^{1/2} \right\} \quad (1)$$

こゝに、 E_G は禁制帯の幅、 m^* は電子の実効質量、 ϵ は誘電率、 p は p 側の正孔濃度、 n は側 n の電子濃度、 q は電子電荷、 h はプランクの定数である。式 (1) より不純物濃度が増加すれば、 Z は急激に増大することがわかる。図 (b) は順方向に低バイアスをかけたときで、電子は n 側より p 側にトンネル効果によって透過し、電流が流れる。これは図 1 (b) 点に対応する。バイアスをさらに増加すると、図 (c) のようにトンネル効果を起こすべき相手の準位が減少するので、電子の透過する割合が (b) の場合よりも少なくなる。したがって電圧を増加したのにもかかわらず電流はかえって減少すると言う、図 1 (c) に見られるようなダイナトロン形の負性抵抗を生ずる。トンネル効果のためには電子のエネルギーと運動量が保存されねばならぬから、図 2 でいえば水平にしかトンネル効果は起こり得ない。そこで、さらに電圧を増加して図 (d) の状態

* 3.3.2—Esaki Diode. By HATSUAKI FUKUI, Member (Sony Corporation, Tokyo). [資料番号 4638]

に至ると、電子は禁制帯のためトンネル効果を起こすべき相手の準位が存在しなくなるので、トンネル電流は零になる。しかし図 1 (d) に示すごとく若干の過剰電流が残る。電圧が一層増大すれば図 (e) のごとく電子は熱的に障壁をのりこえて再び電流が流れ始める。この電流は普通のダイオードに見られる拡散電流で、1 図 (e) に相当する。一方、逆方向にバイアスをかけると、図 (f) に矢印で示したように電子は p 側から n 側に透過し、図 1 (f) のように電流の向きは逆に抵抗は甚だ低くなる。これで E.D. の特性を定性的に説明することができた。

この他、弾性的トンネル効果、フォノンの関与するトンネル効果^{(12), (13)}、さらにはトンネル効果に与える磁界の影響等、興味深い問題も多いが省略する。

(3) 製法と構造

現在市販の E.D. はいずれも素材として Ge を用いている。この場合には、燐や砒素等を少なくとも $7 \times 10^{18}/\text{cm}^3$ 含む n 形 Ge の小片にガリウム、インジウム等よりなるドットをのせ、合金法により p - n 接合をつくる。素材の不純物濃度が高いほどトンネル確率が大きく、E.D. として好ましいが、ますます低インピーダンスの素子となる。たとえば接合容量については不純物濃度が $4 \times 10^{19}/\text{cm}^3$ 位になると $2 \mu\text{F}/\text{cm}^2$ 程度に達し、直径 25 ミクロンの場合でも $10 \mu\text{F}$ という

大きな値になる。このように素子自体のインピーダンスが低いので組立には直列抵抗や直列インダクタンスの小さくなるような構造を

考慮すべきである。その 1 例として、マイクロストリップ方式による構造を図 3 に示す。

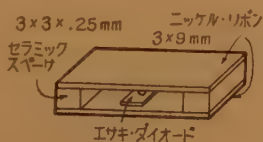
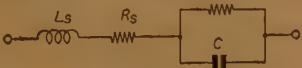


図 3 エサキダイオードの低インピーダンス構造

(4) 特性と等価回路

負性抵抗領域における E.D. の等価回路は図 4 のように負性抵抗 $-R$ と障壁容量 C の並列回路に直列に入る抵抗 R_s およびインダクタンス L_s で表現される。 R_s と



L_s は E.D. を組立 図 4 エサキダイオードの等価回路 てる上にやむをえず入ってくる寄生素子であるが、図 5 の周波数特性よりも明らかのように、これらが実際の周波数制限を与えることになるので、できる限り小

さいことが望ましい。図 5 の f_c において負性抵抗が失われるから、 f_c がしき断周波数と考えられる。

$$f_c = \frac{1}{2\pi CR} \sqrt{\frac{R}{R_s} - 1} \approx \frac{1}{2\pi C \sqrt{RR_s}} \quad (2)$$

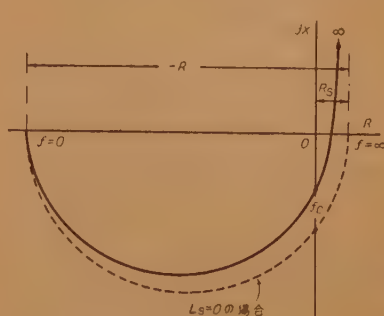


図 5 エサキ・ダイオードのインピーダンス線図

RC 積は E.D. 本来の性能を示す指数で小さい程よい。RC 積は材料の種類により、また同一種類では不純物濃度によって異なり

接合面積には関係しない。 R は式 (1) の Z に反比例するから、 m^* , ϵ , および E_G の小さな材料で不純物濃度の高いことが望ましい。もっとも E_G の小さなものでは負性抵抗の電圧範囲が狭くなる。 m^* の小さいと言う条件を考えると、Ⅲ族 V 族金属間化合物半導体が有望であり、すでに GaAs, InAs, InSb を材料とした E.D. の性質が研究され、 $RC < 10^{-11}$ sec. とする高性能のものまで開発されつゝある⁽¹⁴⁾。現在の代表的な Ge E.D. についての特性値 (室温) はつぎのごとくである。すなわち $I_p = 2 \text{ mA}$, $I_v = 0.25 \text{ mA}$, $V_p = 50 \text{ mV}$, $V_v = 350 \text{ mV}$, $V_s = 450 \text{ mV}$, $|-R| = 65 \Omega$, $C = 5 \mu\text{F}$, $R_s = 1 \Omega$, $L_s = 0.5 \text{ mH}$, $f_c = 4 \text{ kMc}$ 。なお、 I_p/I_v は Ge で精々 14, Si では 4 位であるが、GaAs では 60 まで得られたと報ぜられている。また V_s については Ge で 0.45 V 位, Si で高々 0.75 V であるが、GaAs では 1.2 V まで可能である。

特性値の温度依存性については、 I_p , V_p は温度変化に鈍感であるが、 I_v は温度上昇により増大し、 V_v , V_s は減少することが知られている。実用的な温度限界は極低温より、上は Ge で 200°C , Si で 350°C 位までである。

雑音については、ほぼショット雑音に等しいことが確められているが^{(15), (16)}、まだ詳細は明らかでない。

(5) 特性測定法⁽¹⁷⁾

E.D. に対しては、まず電圧・電流特性を知ることが必要であり、そのためには CRT 直視法を利用するのが便利である。図 6 に回路例を示す^{(8), (17), (18)}。この

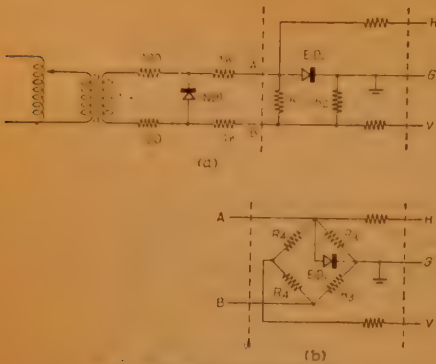


図6 電圧電流特性直接装置

場合、E.D.を含む回路のインダクタンスを極力小さくし、しかも図(a)においては R_1+R_2 、図(b)においては R_3 の値を R に対して適当に選ばねと図1のどとき完全なVI特性は得られない。その選定法を図7に示す。領域(II)と(III)が安定領域である⁽¹⁹⁾。

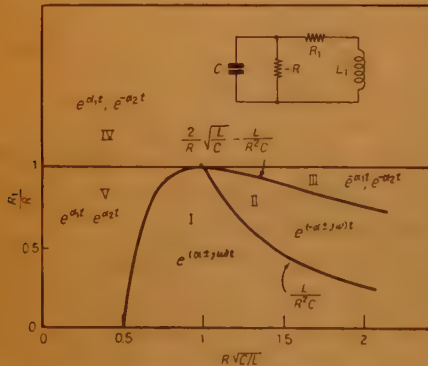


図7 エサキ・ダイオードの動作領域

(8) 応 用

今まで述べたことから、E.D.の特長を列記すると次のごとくである。①動作速度が極めて早い、②温度に対して特性が安定、③消費電力が少ない、④雰囲気の影響されにくい、⑤低雑音、⑥放射線損傷が小さい、⑦構造が簡単で小形、軽量、⑧安価。

E.D.の応用は負性抵抗領域内に動作点をおく小信号動作と、両正抵抗間の大振幅スイッチング動作に大別される。

(a) 小信号動作

(i) 超高周波発振器 図7の領域(I)内にくるよう外部回路定数を選定すれば、 f_0 以下の周波数で正弦波発振を起こすことができる。実例を図8に示す⁽²⁰⁾。これで4kMc以上の振動が得られた。

(ii) 高周波増幅器 この場合には、図7の領域

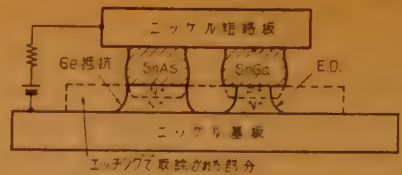


図8 マイクロ波集中定数発振器

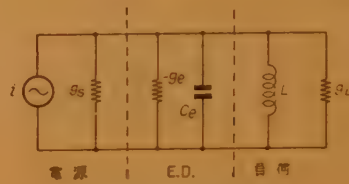


図9 高周波増幅器基本回路

(II)に回路定数を選ぶ必要がある。図9に基本回路を示す。この回路について次の関係式を得る⁽²¹⁾。

$$\text{電力利得 } PG = \frac{4g_s g_L}{g_s + g_L - g_e} \quad (3)$$

(たゞし共振時)

$$\text{帯域幅 } B = \frac{g_s + g_L - g_e}{2\pi C_e} \quad (4)$$

(たゞし $B \ll f_0$)

$$\text{電圧利得帯域幅積 } \sqrt{PG} \cdot B = \frac{\sqrt{g_s g_L}}{\pi C_e} \quad (5)$$

$$\text{雑音指数 } NF = 1 + \frac{T}{T_0} \left[\frac{g_L}{g_s} + \frac{g_d}{g_s} \right] \quad (6)$$

T = 周囲温度, T_0 = 基準温度

$$g_d = qI_d / 2kT$$

実験的にはGe E.D.を用い、 $f_0 = 200$ Mcで $PG = 30$ dB, $B = 11$ Mc, $NF = 4$ dBが得られている^{(22), (23)}。

ここで注意すべきは、E.D.は二端子素子であるため、入力と出力とを分離できないことである。したが

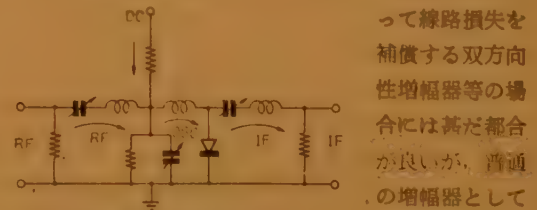


図10 周波数変換器

って線路損失を補償する双方向性増幅器等の場合には甚だ都合が良いが、普通の増幅器として使用するには信号伝送の方向性を与えるため、アイソレータあるいは周波数変換器を使用する等の工夫を必要とする。また負性抵抗値がバイアスによって変化することも考慮に入れておかねばならない。すなわち信号振幅振幅が大きくなったとき、増幅度の変化、ひずみの増大、寄生振動の発生等の問題を起こすかもしれない。

(iii) 周波数変換器、その他 図10は周波数変換器の一例である⁽⁴⁾。

また E.D. を VHF 帯で down-converter として使用し、雑音で高利得が得られている⁽²⁴⁾。その他 E.D. は利得のある検波器として利用できる⁽⁸⁾、⁽¹⁸⁾。さらにマイクロ波領域あるいは広帯域化をねらって分布定数進行波形の構造も提案されている⁽¹⁹⁾、⁽²⁵⁾。

(b). 大振幅スイッチング動作

E.D. は動作点の選び方で、双安定、単安定、無安定の3種のスイッチング動作を行なわせる。こゝでは E.D. が超高速計算機用の素子として最も高く評価されている点に注目し、論理演算回路および記憶回路に重点をおいて解説する。

(i) DC 励振双安定動作 図11の回路では I_p - I_s より大きな入力電流 I_i で P から Q へトリガするとき利得を生じ、得られた出力電流 I_o で他の段を駆動できる。リセットを行なうには電源を切るか、あるいは負のリセット・パルスを使う。情報伝送の方向性をうるには適当な整流器(たとえば逆方向ダイオード)を使用するかあるいは図12のごとき合成三端子回路を利用する⁽²⁶⁾。これらの回路では論理積あるいは論理和の動作ができる。論理否定を行なうには図12(a)の D_1 と R_2 を交換すればよい⁽²⁶⁾。これらの回路では動作速度は非常に早く、立上り時間で数 μs 程度である。

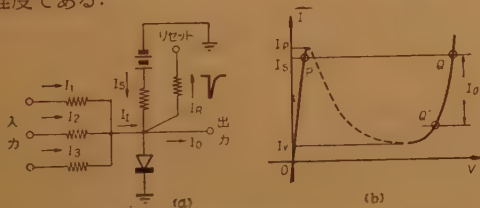


図11 DC 励振単安定スイッチング

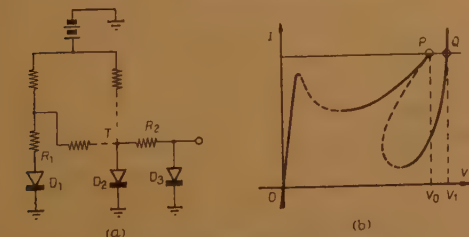


図12 合成三端子回路、図(b)は図(a) T における特性、 P と Q が2安定点

(ii) DC 励振単安定動作 図13に示す単安定動作は、入力電流によりトリガされて P から Q へと、再び P に戻るところが前の双安定動作と違っているが、論理積と論理和が可能なのは、前と同様である。変成器で出力パルスの極性を反転すれば、禁止動作も可能になる。この回路の特長は出力パルスの幅が

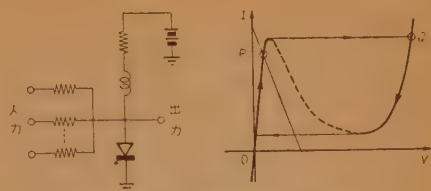


図13 DC 励振双安定スイッチング

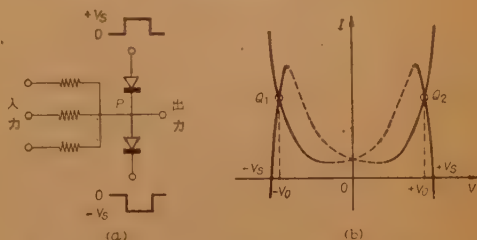


図14 三相クロックパルス励振、ダイオード対方式

固定している点である⁽²⁶⁾。

(iii) 三相クロックパルス励振動作 図14に E.D. 対を使用する三相クロックパルス励振方式を示す⁽²⁶⁾。これはパラメトロンと全く類似の使い方である⁽²⁷⁾。この方式では特性のそろった1対の E.D. を直列に接続し、どちらか一方の E.D. を高電圧状態に保つに必要な平衡パルス電圧を両端に印加する。この回路は励振パルスが成長する期間中だけ入力信号に感じ、そのあとでは2つの状態のどちらかに保持されてしまう。出力電圧が $+V_0$ になるか $-V_0$ になるかは励振パルスがきたときの中心点 P の電位に依存する。この回路では多数決論理を用いて、論理積および論理和の演算が可能である。信号伝送の方向性をつけるには、少しずつ重なりを有する三相矩形波で励振すればよい。この方式は完全な同期方式である。否定演算は工夫すれば変成器を用いても達成できるが、その他に表裏の対称回路を用いる方法⁽²⁷⁾や、オートバイアス法⁽²⁸⁾が提案されている。この方式では Ge E.D. を用いて 30 Mc 以上の演算速度が確かめられた⁽²⁷⁾。三相クロックパルス励振方式は E.D. 対の場合だけでなく単一 E.D. の場合にも適用可能である⁽²⁹⁾、⁽³⁰⁾。

(iv) 記憶回路 E.D. はサイクル時間が $100 \mu s$ 以下の超高速記憶装置用の素子として非常に有望であり、2つの可能性が考えられている⁽³¹⁾。その1つは E.D. の双安定特性を利用する方法で、1個で2進法1ビットの記憶素子として使用する。もう1つは E.D. 対に適切な電圧をかけ中心点の電位の正負を利用する方法である⁽²⁷⁾。図15は前者の場合で、多数個配列の場合でも動作を確実にするため、1ビット当り2個

の E.D. を使用している。そのため非破壊読出が可能になり完全な SN 比がとれる。特に図 (b) の場合には読出に電磁波を利用しているが⁽²⁸⁾、これは新しい着想で今

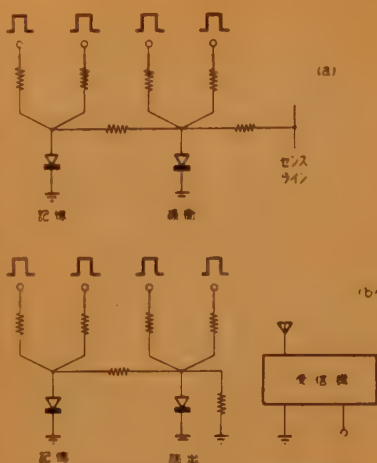


図 15 エサキ・ダイオード記憶回路

後の発展の方向を示唆しているように思われる。この他読出に分調波発振を用いる方法、誘導結合を利用する方法等種々の試みがありすでに Ge E.D. で、 $5\text{m}\mu\text{s}$ 以下の読出時間が得られている。

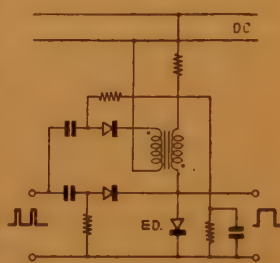


図 16 フリップフロップ

(v) 計数回路

図 17 は負のトリガパルスを得るため変成器を利用したフリップ・フロップ (双安定マルチ) で、2つの正の入力パルスにより1つの正の出力パルスを生ずるから、出力電圧を微分することにより2進計数回路を作ることができる⁽²⁸⁾。図 17 は E.D. 対によるフリップ・フロップで前と同様の作用をする⁽²⁴⁾。これらの回路では Ge E.D. を用いて 10 Mc 程度のパルスをカウントすることが確かめられている。

(vi) 弛張発振器 外部回路定数を図 7 の領域 (V) に入るように選択すれば、無安定マルチすなわち弛張振動が得られる^{(28),(29)}。回路の例を、図 18 に示す⁽³³⁾。この動作の特長は 外部信号によく同期する点である。

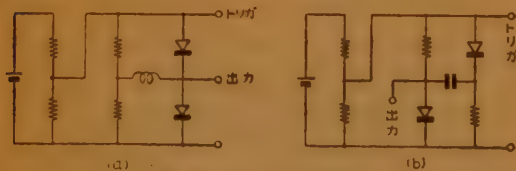


図 17 フリップフロップ

(c) その他の応用

以上の他、E.D. を多数直列に接続したパルス列発生回路や^{(37),(38)}、逆方向ダイオードと組合わせたバイアス安定化回路



図 18 弛張発振器

⁽³⁸⁾、その他種々の組合わせ回路⁽⁸⁾が考えられている。

以上述べたように E.D. の応用面は非常に広く、近い将来その特長を生かして超高速計算機、マイクロ波通信装置、TV 受像機、原子力制御機器、人工衛星等に用いられるのを皮切りに、ますます新分野を開拓してゆくものと思われる。

(7) む す び

E.D. の最も重要な性質は、原理的には周波数上限の極めて高い負性抵抗をもつことである。これがため超高速増幅・発振素子あるいは超高速スイッチング素子として非常に有望視されている。しかし素子自体の研究も、回路技術の開発もまだ始まったばかりで、今後の発展に大きな期待がかけられている。現状では材料として金属間化合物半導体の利用、製造、構造上の問題、低インピーダンス技術、マイクロ・モジュール技術の開発、バイアス法、一方向化の解決、信頼性の検討、等多くの大問題が残されており、これらを解決してはじめて所期の目的が達成されるであろう。

文 献

- (1) 江崎、黒瀬、鈴木：第12回物理学会年会(1957-10)。
- (2) L. Esaki: Phys. Rev., **109** p 604, (1958)。
- (3) 江崎：日本物理学会誌, **13**, p 252, (1958-04)。
- (4) L. Esaki: Solid State Physics Symposium 掲載。
- (5) T. Yajima and L. Esaki: J. Phys. Soc. Jap., **13**, p 1281, (Nov. 1958)。
- (6) 渡辺：トランジスタ専門委資料, (1959-06)。
- (7) H.S. Sommers, Jr.: I.R.E., **41**, p 1201, (July 1959)。
- (8) I.A. Lesk, et al: 1959 I.R.E. Wescon Conv. Rec., pt. 3, p 9, (Aug. 1959)。
- (9) L. Esaki and Y. Miyahara: Solid State Electronics, **1**, 掲載予定。
- (10) 江崎：電子計算と制御, **1**, p 22, (1959-10)。
- (11) P.J. Price, et al: IBM J., **3**, p 364, (Oct. 1958)。
- (12) N. Holonyak, Jr., et al: Phys. Rev. Lett., **3**, p 167, (1959)。
- (13) L. Esaki and Y. Miyahara: Jour. Phys. Soc. Jap. 投稿中。
- (14) G.C. Dacey: 1960 Int. Solid-State Ckt. Conf., p 6, (Feb. 1960)。
- (15) H.S. Sommers, Jr., et al: 1959 I.R.E. Wescon Conv. Rec. Pt 3, p 3, (Aug. 1959)。
- (16) J.J. Tiemann: 1960 Int. Solid-State Ckt. Conf.,

- p 8, (Feb. 1960).
- (17) 福井：昭35連大(予定).
- (18) I.A. Lesk, et al: Electronics, p 60, (Nov. 27, 1959).
- (19) M.E. Hines, et al: 1960 Int. Solid-State Ckt. Conf., p 12, (Feb. 1960).
- (20) R.F. Rutz: IBM Jour., 3, p 372, (Oct. 1958).
- (21) K.K.N. Chang: I.R.E., 47, p 1268, (July 1959).
- (22) E. Miller, et al: 1960 Int. Solid-State Ckt. Conf., p 14, (Feb. 1960).
- (23) E.W. Sard: 同上 p 66, (Feb. 1960).
- (24) K.K.N. Chang, et al: 同上 p 46, (Feb. 1960).
- (25) 西沢, 渡辺, 山本, 内田: 昭34 信学全大 315.
- (26) M.H. Lewin, et al: 1960 Int. Solid-State Ckt. Conf., p. 10, (Feb. 1960).
- (27) 東大超高速計算機研究会: 電子計算機専委資料, (1959-10).
- (28) 榎本, 渡辺, 天野: 私信による.
- (29) T. Maguire: Electronics, p 55, (Jan. 29, 1960).
- (30) G.W. Neff, et al: 1960 Int. Solid-State Ckt. Conf., p 16 (Feb. 1960).
- (31) J.C. Miller, et al: 同上 p 52, (Feb. 1960).
- (32) 駒宮: 独立に考案, 私信による.
- (33) 植村, 村本: 昭34 信学全大シンポジウム II, p 89.
- (34) W.F. Chow: 1960 Int. Solid-State Ckt. Conf., p 32, (Feb. 1960).
- (35) 青柳, 佐々木: トランジスタ専委資料 (1958-09).
- (36) 笠原, 喜田村, 河本: 昭34 信学全大シンポジウム II, p 83.
- (37) 喜田村: 私信による.
- (38) 伏見: 電子技術, 2, p 17, (1960-03).
- (39) 安田, 田玉, 鈴木: 私信による.

UDC 621.382.2 : 546.28
621.314.63

3.3.3 整流体*

矢 沢 清 弘

(東京芝浦電気株式会社)

(1) は し が き

整流体 (Rectifier) とダイオードの (Diode) 間には、はっきりした区別がある訳でなく、電力用としての用途に使用されるものが整流体と呼ばれ、いわゆる弱電本来の用途に用いられるものがダイオードと呼ばれているようであるから、ここに整流体として述べるものはゲルマニウム整流体については周知のものとして、主としてシリコン整流体 (出力電流値にして 0.5 A 程度以上の) だけを取扱うことにする。

現在、電力用に使用されている各種整流体の特性を比較すると、表1のように表わされる。もちろん、ここにかかげた表には、いろいろな条件が含まれていてたとえば使用電圧の低いときには Si の能率は Ge に劣るなどのこともあるが、それぞれの整流体の特徴を生かした条件の下に使用したときの大体の様子を表わしたものである。

(1) Si 整流体の種類と定格

(a) 半導体装置としての整流体は、その逆耐電圧については数段階に区切られているので、電流定格に

* 3.3.3—Rectifier Element. By KIYOSHIRO YAZAWA, Non-member (Tokyo Shibaura Electric Co., Ltd., Kawasaki). [資料番号 4639]

表 1 各種整流体の比較

	Cu ₂ O	Se	Ge	Si
許容電流 A/cm ² 自然空冷 強制空冷	0.04 0.14	0.07 0.20	40 100	80 200
逆耐電圧 V _{eff}	6	25	110	380
最高動作温度 °C	50	85	65	140
整流能率 %	78	92	98.5	99.6
同一容量のときの相 対的な大きさの比較	30	15	3	1
順方向立上り電圧 V	0.2	0.6	0.5	0.7
微分抵抗 Ω cm	2	1.1	4.10 ⁻³	1.10 ⁻³

ついて分類された数種の製品についての特性を、適当に選ばれた逆電圧段階に対して表2に示す。ここには各社の製品をピック・アップしてあるので、基準のとり方の相違もあって、若干すっきりしないところもある。

(b) 一般に表示されている特性の他に、使用の際充分確かめておかねばならない規格に次のものがある。

(i) 熱抵抗 整流体の定格は、根本的には $p-n$ 接合の温度が、許容された過負荷のときの温度上昇が加わっても、最高許容温度を超えないように定められるのであるが、その基礎となる定常状態での温度を定

表 2 Si 整流体の定格

	最大連続 動作電圧 V	最大直流出力 電 流		最大 定 格			最大逆電流		
		A	T°C	定格負荷 における 電圧降下	過電流 c/s	最高使用 温度	I_R mA	I_F V	T °C
1 A class	300	1.0	100	1.5		150	20	300	25
5 A class	400	5.0	25 B*	1.5	25	175 B	1.0	400	150 B
10 A class	600	10	150	1.5	150	150 C	1.0	600	150 C
30 A class	700	30	150	1.1	500	175	5.0	700	150 C
100 A class	400	100	25 A*	1.0	1,000	150 A	2.0	400	25 A
400 A class	350	400	25 A*	1.0	4,000	150 A	10	350	25 A

* A : Ambient temp. B : Base (stud) temp. C : Case temp.

めるのは、順方向および逆方向電流による電力損失と、そのとき $p-n$ 接合に発生する熱を奪い去る吸熱源までの熱抵抗である。実際の規格では、 $p-n$ 接合がある基準点より温度上昇する割合を言い、単位としては °C/W、基準点としてはラジエータへの接続部分とか、周囲温度が選ばれている。

(ii) 過電流定格 瞬間過電流に対する耐量を規定したもので、表 2 の例には大体記載されているが、整流体の過電流特性から、その温度上昇を考慮して規定される。 $p-n$ 接合の不整、製造過程の不均一があるとかなりの分布を示すことと、実際に起こる過電流の条件の仮定によっても違ってくるので、正確に規定することは大変むずかしいものである。

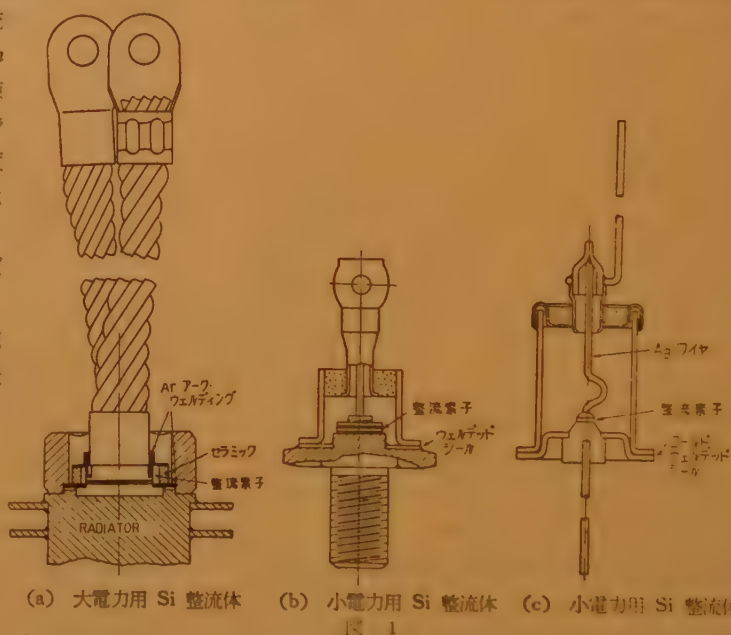
(iii) 過電圧定格 瞬間過電圧に対する耐量を規定したもので、50 c/s 半波による場合と 1、40 μ sec の標準波形による場合など、いろいろな条件の下に規定されるが、過電流特性とともに一種の破壊試験であり、装置設計のためには規格に規定されなければならないが、製品検査として 100% 実施することは感心しない項目である。そのためには、製品の均一な品質を保証するだけの製造技術と品質管理が完全でなければならないことはもちろんのことである。

(3) Si 整流体の構造

整流体の構造についての基本的な考え方は ① いわゆる ハーメティック・シールをどうするか、② 整流素子に消費される電力による発熱をどう抑えるか、③

そのとき使用される構造部分の Cu と整流素子 Si の導電接触を完全にした上で熱膨脹率の相違によるひずみをどう逃げるか、の 3 点に尽きる。

例を大電力用 Si 整流体にとれば、図 1 (a) に示すように、絶縁層にはセラミックを使用して機械的強度



を充分にした上に、2 方向に Ar アーク・シールを施し、 $p-n$ 接合に発生した熱は、一部は上部の導線を通じて、大部分は Cu ベースから非常に近い距離にあるラジエータに導き、そのとき生ずる熱膨脹によるひずみに対しては、適当なはんだ層と特殊な金属板による補償によって前記の 3 つの要点を確実に満足させた上に、機械的に丈夫で、簡単によくまとまった形れた構造を持っている。

小電力用の例として図 1 (b) の構造を見れば、スタッドの上部に整流素子をマウントし、外部構造に熱を放散させる構造をとっているが、この程度の大きさのものでは単にはんだ層だけで熱的ひずみを逃がしているのが普通である。シーリングに関しては、この例ではシールをウェルディングする方法を採っているが、多少の変形によって図 1 (c) に見るコールド・ウェルディングによった例も多くあり、また上部の導線には銀

線が使用され、絶縁部にはコストの点からガラスが一般に使用されている。さらに小さい電力を対象とするものでは、図1(c)の“pig tail type”で充分その目的を達することができる。

(4) Si 整流体の製造技術について

(a) 合金形整流体の製造技術

(i) 合金接合 現在製作されている Si 整流体の大部分は、Ge 整流体の場合と同じく、合金形であって、整流体のように逆耐電圧の高いものが要求されるものにあつては、比抵抗が数 10 から数 100 Ω cm の、時には 1000 Ω cm に達する n 形 Si を母体として p 形不純物としての Al を、 H_2 または Ar のような気体中で合金させて $p-n$ 接合を作る。平坦な再結晶の前面を得るための条件として、結晶軸方向、表面の酸化被膜、Al の量、温度、温度上昇の速さ、転位の分布、雰囲気純度等は重要な役割を演ずるが、表面のきず、Al 中への添加物などの影響は比較的少ないようである。実際の操作では、Si および Al の処理と、合金直後に行なわれる表面処理が非常に重要である。

(ii) マウント 上記のようにして得られた合金形 $p-n$ 接合は、Si 側は Cu ディスク上に Pb はんだ、または Au-Si 共融点を利用した Au はんだによって接着されるが、大電力用のものではその間に熱膨脹係数が Si に近く、熱伝導率のよい補償板を介して接着される。上部電極の Al も、それとなじみのよい金属を介して可撓性のある Cu ブリッジ、あるいはストランド・ワイヤ、銀線等に接続される。

(iii) エッチング $p-n$ 接合の最後の表面処理として、多くは化学的に、時には電気化学的にエッチングされるが、かなり反応の激しい混液の使用されることが多いので、構造部品はあらかじめ Au メッキを施すか、適当な保護被覆を被せておくことが必要である。この工程は製品の成否に重要な影響を及ぼす。

(iv) Encapsulation と充填剤 表面処理の仕上げとして、整流素子表面を適当な物質、多くの場合シリコン系統の被覆が施されるが、このようなことをしない場合も多い。また乾燥剤としての意味で活性アルミナ、モレキュラ・シーブなどが充填されているものもあるし、ふん囲気として適当な圧力の N_2 ガス等が封入されるものもあり、この他にもいろいろの処理が工夫されていて、製品をより以上安定化するための努力が続けられている。

(b) 拡散形整流体の製造技術

(i) 拡散接合 Si 中へのドナーあるいはアクセプタの拡散技術については別に述べられるので、詳しいことは省略するが、高逆耐圧を目的とするものは、いわゆる PIN 構造をとるのが普通である。すなわち一つの方法としては適当な溶剤、たとえばエチレン・グリコール・モノメチル・エーテルに P_2O_5 および B_2O_5

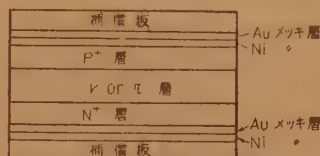


図2 PIN 形整流素子の構造

を溶かしたものを数 10 Ω cm 以上の Si ウエファの両面にそれぞれ塗布して、1,300°C 位の高温に 10 数時間放置して PIN 層を作る (図2)。大きなウエファは後に所望の形に截断される。

(ii) 導電接触のとり方 上述のようにして得られた拡散形 $p-n$ 接合を持つ Si ウエファは、接続を容易にするために、下地として無電ニッケル・メッキを施した上に、さらに Au メッキを施し、必要な大きさに截断されてから適当なはんだによってその両面に補償板をサンドイッチ形に接着し整流体外周器に収められる。

マウント以降の操作および処理に関する注意については合金形と異なる所はないので省略するが、整流素子の形が合金形と異なるために、外周器設計の上では構造上に特徴を持たせることができる。

(5) Si 整流体の諸特性

(a) 逆特性

Si 整流体の逆特性を Ge の場合と比較すると、常温ではその逆電流値が非常に小さいし、Ge のような顕著な飽和特性を示さない。周知のように、 $p-n$ 接合を流れる電流が拡散による電流であって

$$I_d = I_s [\exp(qV/kT) - 1] \quad (1)$$

I_s : 飽和電流 k : ボルツマン常数

q : キャリアの電荷 T : 絶対温度

V : 印加電圧

で与えられるものとする⁽¹⁾、計算値は 10^{-10} amps/cm² 程度であるのに対して、実際に流れる電流ははるかに大きく、 $10^{-3} \sim 10^{-7}$ amps/cm² に達する。この電流の一部は表面での漏えい電流、反転層を流れる電流とか接合内部にある結晶の欠陥を通じて流れる電流などが考えられているが、これらの諸原因を除いた上にもなお流れる成分があつて、それは障壁内にある再結

合中心によって流れる電流として説明されている⁽²⁾。
すなわち拡散による電流 I_d と障壁内に源を有する電
流 I_{rg} との間には、

$$I_{rg}/I_d = (n_i/4n_n)W/L_0 \quad (2)$$

n_i : intrinsic 半導体のキャリア密度

n_n : n 領域の電子密度

L_0 : 少数キャリアの拡散距離

の関係があって、 $W \ll L_0$ の場合にも、抵抗が低くて
エネルギー・ギャップの大きい半導体の場合には、この
比が非常に大きな値になる。たとえばライフ・タイム
 $1 \mu \text{sec}$ で抵抗 ρ が $2 \Omega \text{cm}$ の半導体に 1μ の障壁
が作られているときを考えて見ると、常温での Ge の
場合には、式 (2) の与える電流比は僅か 0.1 程度にし
かならないが、Si の場合に、大体 2,000 位の値にな
る。式 (2) より知られるように、その比は障壁の幅に
比例して変わるし、障壁の幅は階段接合では、電圧の
 $1/2$ 乗に比例するから、逆特性を与える式 (1) の関係
には簡単にしがわなくなる。その上表面効果、内部
欠陥による電流が加わるので、電流・電圧の関係は非
常に複雑になる。また、これらの因子は逆特性だけで
なく、比較的に電圧
の低いときの順方向
特性にも大きく影響
する。大電力用 Si
整流体の V - I 特性
の一例を、図 3 に示
す。

逆特性の温度依存
性については、拡散
電流についてはエネ
ルギ・ギャップを E_G
とすると $\exp(E_G/kT)$ の依存性を示す

はずであるが、上述のように漏れ電流等による部分
の大きいときは、温度上昇と共に逆電流はかえって一
時減少することもあり、Si では一般に $70 \sim 80^\circ \text{C}$ 位で
最低となることが多い。

(b) 順方向特性

順方向電圧が次第に大きくなると拡散による電流が
主役を演ずるようになって、式 (1) に示す関係が成立
する領域も現われるようになる。しかしながら、さら
に順方向電圧が大きくなり、少数キャリアの密度と多
数キャリアの密度が同じ位になると、いわゆる Con-
ductivity modulation のために、 V - I 特性は、 \exp

$(qV/2kT)$ にしたがって変化するようになる。しか
し、このときにはキャリアのライフ・タイムがその密
度によって変化するので、一般的に解析することはむ
ずかしい。さらに順方向電圧が大きくなると、 p - n 接
合は単なる拡散法則にしがわなくなる。A. K.
Jonscher⁽³⁾ によれば、 $\exp(qV/2kT)$ にしたがう領
域のつきに

$$I^{1/2} = S(V - V_0)$$

S : 構造および物理常数によって定まる係数

V_0 : built in field

で与えられる領域が $1,000 \text{ amps/cm}^2$ の電流密度に達
するところまで続く。これは二極間の“Space charge
limited current flow”と同性質のものであって、そ
の実験条件の下では、接合内での再結合が無視できる
ものと説明されている。

拡散形整流体のような PIN 構造を持つものにあっ
ては、再結合がその真性半導体領域にのみ起こるもの
とすれば⁽⁴⁾、順方向電圧のすべての領域にわたって
 $\exp(qV/2kT)$ にしたがう結果が得られており Klein-
man⁽⁵⁾ のように、真性領域における再結合が無視でき
るものとする、その領域での電圧降下は無視できる
ようになり、順方向電圧の高い領域における特性は、
 P^+ 領域と N^+ 領域によって決定されるものとなる。
実際の PIN 構造の特性は、上述のような簡単な假定
にしがわれないが、 kT/q より大きな傾斜にしがって
変化している。

(c) 絶縁破壊

逆方向電圧が増大すると、 p - n 接合は遂に絶縁破壊
を起こす。その機構はいわゆる“avalanche”形に属
するものであって、Townsend のガス放電の機構と
同じに取扱われている。実際に製作されている整流体
の破壊電圧は、耐圧 1,000 V 以下のものでは大体その
抵抗値の 20 倍位の見当である。現在の段階では材料
製造技術からの限度があって、その品質に大きく左右
される。たとえば A.G. Chynoweth & G.L. Pear-
son⁽⁶⁾ の観察によれば、結晶の転位の分布と絶縁破壊
のとき見られるマイクロ・プラズマの分布には関係が
あって、狭い p - n 接合の場合には多数の転位のある
所に field emission が起こる。その原因としてドナー
あるいはアクセプタが転位に沿って拡散し、あるいは
集合しているために起こる電界の不整とか、転位によ
るチャネル効果とか、転位による結晶格子のひずみによ
り、エネルギー・ギャップが部分的に狭められている
ことなどを假定しているが、結論をもたすには至っ

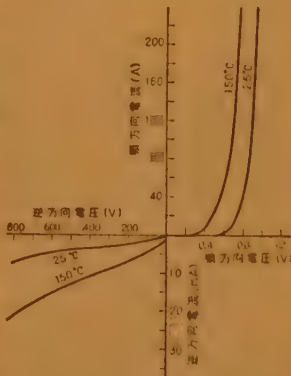


図3 100 A class Si 整流体の
 V - I 特性

表3 III-V 強化合物物の特性

	接合形式	DC 特 性						備 考
		順 方 向		温度 ℃	逆 方 向			
		電 流 mA	電 圧 V		電 流 mA	電 圧 V		
GaSb	成長接合 ⁽⁷⁾	160	1	25	40	5	飽和特性を示さない	
InP	拡散接合 ⁽⁸⁾	1.4	3	25	0.1	3	p形 n形整流比 10^3 at 100 V	
	点 接 触 ⁽⁹⁾					400 250		
AlSb	成長接合 ⁽¹⁰⁾	500/cm ²	2	25	300 μ A	30	熱処理表面処理で動く 動作温度 200℃ 以下	
	成長接合 ⁽¹¹⁾	1	1	25	1	18		
		1	0.4	110	1	12		
		1	0.3	148	1	8.5		
	点 接 触	1	2.0	25	1	26		抵抗が小さく、よく使用
		1	1.0	110	1	20		250℃ 以下
		1	0.6	250	1	10		
						85		
GaAs	点 接 触 ⁽¹²⁾	40	1	21	<1 μ A	1.5	Microwave diode	
		40	0.9	170	1 μ A	1.5		

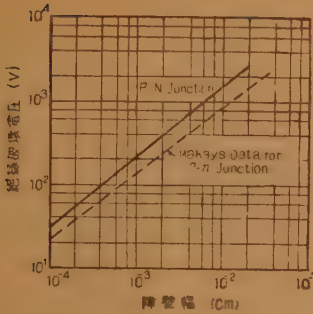


図4 p-n および PIN 接合の障壁幅と絶縁破壊電圧

ていない。

絶縁破壊電圧と障壁の幅および不純物濃度の関係を図4と図5に示す。

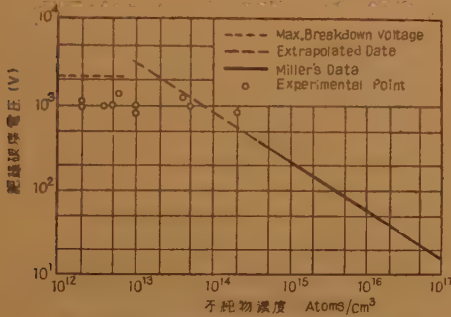


図5 Si 階段接合に対する不純物濃度に対する絶縁破壊電圧

(6) 特殊整流体

(a) 高逆耐整流体

小形整流体においては、単体として耐圧1,000 Vを超えるものも発表されているが、数個ないし数10個の整流素子を直列に接続して一つの構造にまとめたものが需要が開発されるにしたがって、次第に数多く製作されるようになった。電流値としては75~250 mA 位、逆耐電圧では数10,000 V に達するものも発表されているが、一つの素子に過負荷がかからないように Capacitance network で保護されなければならないし、内部の直列要素に対する冷却効果は悪いものとなるので、置き方によっても、その規格を下げて使用することも必要である。図7にその構造のX線写真を示す。

(b) 金属間化合物による整流体

まだ金属間化合物の整流体は実用化するに至って

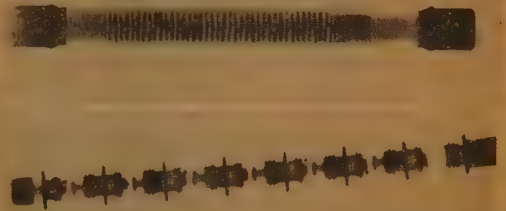


図7 高逆耐圧 Si 整流体の構造

ないが、種々の文献に発表されているこの種整流体の特性を表1に示す。

文 献

- (1) W. Schockley : B.S.T.J., **28**, p 435, (1949).
- (2) C.T. Sah, R.N. Noyce & W. Schockley : I.R.E., **45**, p 1228, (1957).
- (3) A.K. Jonscher : J. Electron & Control, **5**, p 226, (1958).
- (4) R.N. Hall : I.R.E., **40**, p 1512, (1952).
- (5) D.A. Kleinman, B.S.T.J., **35**, p 685, (1956).
- (6) A.G. Chynoweth & G.L. Pearson, J.A. Phys., **29**, p 103, (1958).
- (7) D.P. Detwiler : Phys. Rev., **97**, p 1575, (Mar. 15, 1955).
- (8) K. Weiser : J.A. Phys. **29**, p 229, (1958).
- (9) W.N. Reynolds, M.T. Lilburne, R.M. Dell : Phys. Soc. **71**, p 416, (Mar. 1, 1958).
- (10) H.A. Schell : Z. Metalk., **49**, p 140, (1958).
- (11) A. Hereyog : PB 131849, (Mar. 1958).
- (12) D.A. Jenny : I.R.E., **46**, p 717, (1958).

3.4 その他の半導体素子

UDC 621.382.2 : 621.311.25

3.4.1 太陽電池*

正 員 林 一 雄 (日本電気株式会社研究所)

(1) は し が き

光電効果により半導体と金属の接合部に光を照射すると起電力を生ずることは 1876 年セレン光電池ができたとき⁽¹⁾ から知られていたが、その変換効率は低く、電力源としてはかえりみられなかった。

しかるに近年⁽²⁾ シリコン太陽電池が発表せられるとその変換効率は、一挙に 10 倍近く上り、電力源として注目を浴びて来た。さらに、最近では Space Age の電力源として化学、原子力、太陽電池を比較してその半永久性、エネルギー/重量の比の大きい点⁽³⁾ より太陽電池が重要視せられ、すでに人工衛星 Vanguard I (米)、Sputnik III (ソ連) その他に搭載せられ、また、わが国でも信夫山超短波無人中継局⁽⁴⁾、筏瀬無人灯台の電源等に用いられている。



太陽電池を電源にした
筏瀬無人灯台
(太陽電池出力 13.5 W)

(2) 構 造

シリコン太陽電池の構造は図 1 に示すごとく、固相拡散法により PN 接合を形成させたもので、照射された光子の多くが接合部付近に達するように表面 P 形層は極く薄く (2 μ 程度) つくられる。これが電源として動作する場合、構造上からくる内部抵抗を少なくすることが望ましいので基体には N 形シリコン単結晶 ($\rho = 0.1 \sim 1 \Omega \text{ cm}$) 板が用いられ、この表面に B_2O_3 または BCl_3 等を用いて硼素 B を熱分解析出せしめ、

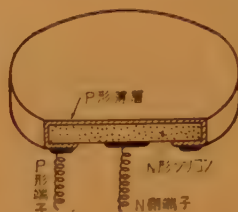


図 1 シリコン太陽電池の構造

これを高温度で表面より拡散せしめて P 形薄層をつくる。P 形不純物として B を用うると Al, Ga 等に比してシリコン中への溶解度が 1 桁以上高く⁽⁵⁾ 低抵抗の P 形層を得ることができる。

固体表面に不純物を析出せしめ、これを内部に拡散する場合、その拡散係数を $D(\text{cm}^2\text{sec}^{-1})$ とすれば、その拡散方程式は^{(6),(7)}

$$\frac{\partial C(x)}{\partial t} = D \cdot \frac{\partial^2 C(x)}{\partial x^2} \quad (1)$$

より、一定拡散源に対する式 (1) の解として、 x なる深さにおける不純物濃度は

$$C(x) = N_s (\pi Dt)^{-1/2} \exp\left(-\frac{x^2}{4Dt}\right) \quad (2)$$

$$\text{ただし } D = D_0 \exp\left(-\frac{Q}{kT}\right)$$

N_s = 表面に析出した不純物量 (atom cm^{-2})

Q = 活性化エネルギー

表面より PN 接合部までの深さ x_j は

$$x_j = 2 \sqrt{Dt} \sqrt{\ln \frac{C_0}{C_0'}} \quad (3)$$

C_0 = 基体ドナー不純物濃度 (atom cm^{-3})

C_0' = 表面不純物濃度 (atom cm^{-3})

でこれは拡散温度 T 、拡散時間 t 、表面および基体不純物濃度 C_0' 、 C_0 および拡散係数 D の関数として与えられる。

固相拡散法により PN 接合を形成せしめた後、図 1 のごとく P 側、N 側それぞれにニッケルめっき⁽⁸⁾ またはアルミ蒸着⁽⁹⁾ 法によってオーミック接触を行ない、それぞれのリードが取り出され、実際に用いるときはこれが所要の電圧、電流に応じて適当に直並列に接続せられる。

現在その形状は円板状と短冊状との 2 種類がつけられており、短冊状のものの方が直列内部抵抗が低くなり^{(10),(11)}、かつ配置した場合 space factor がよいと

* 3.4 Other Miscellaneous Semiconductor Elements.
3.4.1 Solar Battery. By KAZUO HAYASHI, Member (Research Laboratory, Nippon Electric Co., Ltd., Kawasaki). [資料番号 4640]

いう利点を有している。

(3) 光電効果および特性

PN 接合においては図 2 のエネルギー帯図に示すごとく、接合境界面に生じた電界によって P 層が N 層に比して電位が高くなっており、表面に光が照射されると、その光の振動数を ν とすると、 $h\nu \geq E_G$ の光は結晶格子に吸収されて電子と正孔の対をつくり、接合

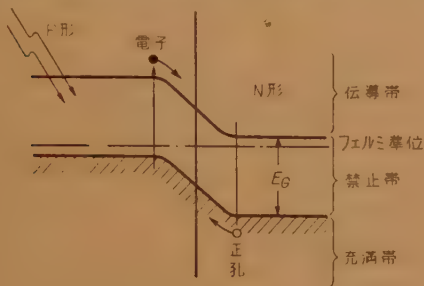


図2 PN 接合のエネルギー帯図

部付近の過剰電子はN側へ、過剰正孔はP側に移動してN側に \ominus 、P 側に \oplus を生じ外部に負荷を接続すると電力が得られる。流れる電流は吸収された光子数に比例し、電圧は障壁の高さに依存する。

シリコンにおいてはその E_G に相当する 1.1 eV の光すなわち 1.2μ の波長の光より吸収が始まり、短い波長に行くにしたがい、この吸収は強くなる。しかし短波長になるにしたがい光が結晶格子に吸収せられるときの吸収係数は急激に増加し⁽¹²⁾、次第に電子と正孔の対はごく表面にのみつくられるようになり、PN 接合部に達する割合が減少するので、図3に示すごとく短波長の光は P 側に、長波長の光はN側においてそれぞれキャリアを発生し、その総合した感度に太陽光線中の光子数を乗ずれば太陽電池の波長感度特性が得られる。実際のものでは 0.7~0.8 μ 付近に感度の極大値を有している。当然この波長感度特性は表面における光の反射の具合、P 形層の厚さによって多少

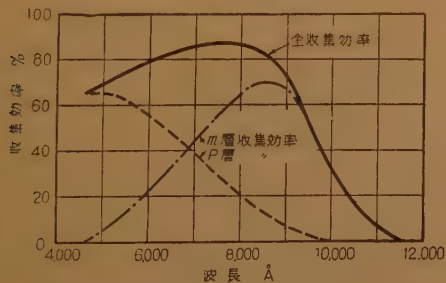


図3 太陽電池の波長と収集効率との関係

左右される。

太陽電池の電圧 V 、電流 I 特性は

I_0 = 光のない場合の逆飽和電流

q = 電子電荷

k = ボルツマン常数

I_L = 短絡光電流

とすれば

$$I = I_0(e^{qV/kT} - 1) - I_L \quad (4)$$

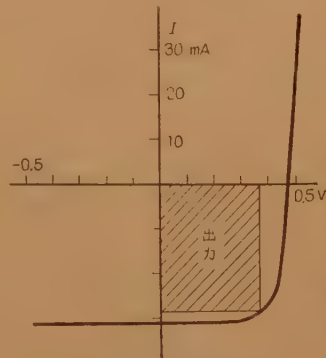


図4 太陽電池の電圧電流特性

であらわれ、この関係は図4のごとく、図示せられる。図の斜線に示す部分が外部に電力として得られるので、この面積が最大になるように動作点を選ぶのが効率のよい使い方である。

太陽電池表面に照射された光の反射が無く、発生したキャリアの PN 接合で収集される効率が1で、かつその他の損失がないとすれば

$n_{ph}(E_G)$ = 禁制帯の幅 E_G の半導体中で電子と正孔を生ずる有効光子数

N_{ph} = 照射された光の全光子数

V_{mp} = 最大出力が得られるときの電圧

E_{av} = 照射された光の平均エネルギー

のとき、太陽電池の最大変換効率 η_{max} は⁽¹³⁾

$$\eta_{max} = \frac{n_{ph}(E_G) \cdot V_{mp}}{N_{ph} \cdot E_{av}} \quad (5)$$

であらわれ、シリコンの場合 $n_{ph} \approx 2/3 N_{ph}$ 、 $V_{mp} \approx 1/3 E_{av}$ より、理論的に

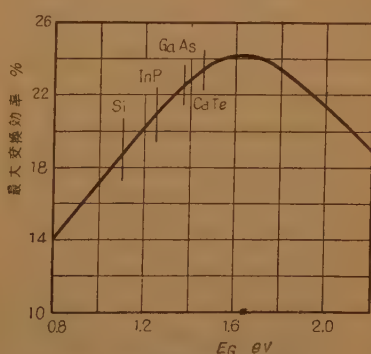


図5 半導体の禁制帯の幅と理論的最大変換効率

$\eta_{max} \approx 22\%$ となる。当然 E_G が変化すると有効に吸収される光子数は変化し E_G の小さいもの程 η_{ph} は増加する。反面 E_G が小さ

くなるにしたがい逆飽和電流 I_0 は増加し V_{mp} は減少してくる。その結果図5に示すように最大変換効率 η_{max} は E_G のある値に対して、最大値を有し、 $E_G = 1.6$ eV 付近の半導体が太陽電池として最もよいと期待される。

現在金属間化合物として III-V 族の GaAs, InP, II-VI 族の CdTe 等が太陽電池として試みられている。しかしこれら新しい材料の場合

- ① 電極を取り出す部分の完全なオーミック接触
- ② 低抵抗の p 層, n 層
- ③ 完全な結晶

を得ること等問題点があり、 N 形 GaAs 単結晶に Cd を拡散させて PN 接合をつくったもので変換効率 $\eta = 6.5\%$ ⁽¹⁾, P 形 CdTe に In を合金したもので $\eta = 2.1\%$ と報告されており、まだ充分な特性が得られていない。これら Si より E_G の高い金属間化合物では出力電圧は相当得られるが、短絡電流が非常に小さく、直列内部抵抗も高いようである。

実際のシリコン太陽電池では種々の損失のために現在の平均変換効率は 8~10% で、最高 15% 位のものも得られている。地上における太陽のふく射エネルギーを 1 kW/m^2 とすれば 1 平方 m 当りのシリコン太陽電池よりは 80~100 W の電力が得られるわけである。

表1 シリコン太陽電池特性

メーカー	形式	寸法 cm	短絡電流 mA	開放電圧 V	出力電力 mW
Hoffman	2A	2.86 ϕ	150	0.55	44
	120C	1 \times 2	51	0.55	16.8
	51C	0.5 \times 1	10	0.55	4.0
NEC	SB-1	2.2 ϕ	100	0.45	20
	SB-2	2.8 ϕ	150	0.45	30

(4) 今後の問題点

太陽電池として今後解決されて行くべき点として次のものが考えられる。

(a) 変換効率の向上

まず波長特性が太陽光線のスペクトラムとなるべく一致することが望ましく、半導体の E_G より高いエネルギーを有する光子では、その高エネルギーは熱として消費せられるので、変換効率を向上させるためには E_G の異なる半導体を重ね合わせる事が考えられる⁽¹²⁾。最初 E_G の大きな半導体に光が照射せられると光線の一部を吸収し、残りの長波長側を透過する。つぎにやや小さい E_G の半導体をおき透過光の一部を吸収せしめ、さらに残りの透過光をつぎの半導体

に当てるようにすると太陽光のスペクトラムを相当広範囲に有効にカバーし、たとえば 1.91, 1.34, 0.94 eV の物質の三重層を用うると理論的には変換効率は 69% 近くに達する。実際には構造上、また電氣的に負荷の接続等に困難性がある。

つぎに効率を向上せしめるために表面に照射された光の反射による損失を減らすべく適当な反射防止層を形成せしめることが必要で、また発生した電子と正孔が PN 接合に達する以前に再結合により消滅する損失を減らすために固相拡散の際の熱処理、エッチング等注意する必要がある。

また外部に電力を取り出す際の損失をへらすためには形状、 P 形層の厚さおよび不純物濃度、 P, N 各々へのオーミック接触等に注意して直列内部抵抗を減らすことが肝要となる。

(b) 経済性

太陽電池を電源として用うる場合その価格が非常に大きな問題で、現在シリコン太陽電池では遠隔地の電源として長年月の使用を考えた場合、ようやく他の電源と競争できるに至ったと考えられるが、さらに発展するためにはシリコンをはじめ金属間化合物の原料価格の低下、特性の向上が大きく影響を及ぼす。

また大容量の太陽電池を考えると、現在の単結晶を用いて PN 接合をつくる方法以外に蒸着、めっき、またはシンター等の方法による薄膜状のものから大面積の効率のよいものをつくる事が大きな今後の課題である。

(c) その他の変換方法

太陽エネルギーの電気への変換方法は上記のえん層光電効果以外に Seebeck 効果による熱起電力を用いたものと、Edison 効果による熱電子放射を用いたものがあり、双方とも現在 8% 前後の変換効率が得られており、今後この方面の研究もすすめなければならない。

文 献

- (1) W.G. Adams and R.E. Day: "The action of light on Se", Proc. Roy. Soc., A 25, p 113, (1877).
- (2) D.M. Chapin, C.S. Fuller and G.L. Pearson: "New-Si $P-N$ junction photocell for converting solar radiation", J.A. Phys., 25, p 676, (1954).
- (3) D. Linder and A.F. Daniel: "New-power sources for space-age electronics", 32, p 43, (Mar. 1959).
- (4) 小林, 石川, 林: "Solar batteries for use as the power source of unattended U.H.F. repeaters", 国際トランジスタ会議, ロンドン, (May 1959).
- (5) R.N. Hall: G.E. Research Lab. Rept. No. 58-

- RL-1874.
- (6) C.S. Fuller and J.A. Ditzenberger: "Diffusion of donor and acceptor elements in Si", J.A. Phys., **27**, p 544, (May 1956).
 - (7) F.M. Smits: "Formation of junction structures by solid state diffusion", I.R.E., **46**, p 1049, (June 1958).
 - (8) M.V. Sullivan and J.H. Eigler: "Electroless Ni plating for making ohmic contact to Si", J. Electrochemical Soc., **104**, p 226, (Apr. 1957).
 - (9) S.L. Matlow and E.L. Ralph: "Ohmic Al-n type Si contact", J.A. Phys., p 541, (April 1959).
 - (10) M.B. Prince: "Si solar energy converters", J.A. Phys., **26**, p 534 (May 1955).
 - (11) 林: "シリコン太陽電池の特性および応用", 信学誌, **41**, p 780, (昭 33-08).
 - (12) H.Y. Fan, M.L. Shepherd and W. Spitzer: "Infrared absorption and energy-band structure of Ge and Si", Photoconductivity Conference, Wiley, N.Y. (1956).
 - (13) J.J. Loferski: "Theoretical considerations governing the choice of the optimum semiconductor for photovoltaic solar energy conversion", J.A. Phys., **27**, p 777, (July 1956).
 - (14) D.A. Jenny, J.J. Loferski and P. Rappaport: "Photovoltaic effect in GaAs N-P junction and solar energy conversion", Phys. Rev., **101**, p 1208, (Feb. 1956).
 - (15) E.D. Jackson: "Areas for improvement of the semiconductor solar energy converter", Trans. Conf. on the use of solar energy, University of Arizona Press, **5**, p 122, (1955).

3.4.2 エレクトロ・ルミネセンス

UDC 535.376

(A) 材料および特性*

藪 本 忠 一 (静岡大学工学部)

(1) は し が き

エレクトロ・ルミネセンス (以下 EL と記す) と言う現象は最近固体電子工学の急速な発達と共に注目されて来たものであるが、一般に電場を加えた場合に発光するけい光現象を言っている。主として従来 ZnS についての研究が多いが、最近では CdS, GaP, AlP, SiC, Ge, Si 等を始めチタン酸バリウム、ダイヤモンドおよび有機けい光体にまでその範囲は及んでおり、最近 AlN についての EL も報告されている。今後さらに多くの EL 用物質が新しく見出されることと思われる。この現象は 1924 年 Lossew が SiC 検波器に電圧を加えると発光することを見出したのが最初で 1936 年, Destriau⁽¹⁾ が ZnS けい光体についての EL を始めて報告し、現在の進歩の端緒をひらいた。以下 EL けい光体についてその製法、特性について解説する次第である。

(2) EL 用けい光体の製法

粉末けい光体が EL を示すためには一般に①発光中

心が存在すること、②電場による励起が起こり易いことの2つの条件が満たされることが必要である。普通のけい光体はすべて①の条件を備えているが、②の条件を具備していない場合が多い。これが普通のけい光体とそのまゝでは EL を示さない理由にならなければならない。

Zalm⁽²⁾ らは電場励起を起こすための条件として、けい光体の粒界表面に導電層 (conductive phase) の存在することが必要であることを明らかにした。また EL を示さない粉末けい光体に金属あるいは ZnO その他の導電性粉末を混入すると EL を示すことがわかっており、ZnS: Ag や Zn₂SiO₄: Mn 等で明るい EL が観測されている。結局 EL 用けい光体としては粒界表面に導電層が存在することが必要であると考えられている。すぐれた能率の発光中心を作ること現在のけい光体の焼成技術からは比較的容易であるが、電場励起を起こさせるための以上のような導電層をけい光体焼成の際に作ることはかなり困難であり、現在の EL 用けい光体の焼成に関する指導原理はまだ確立されていないといっても過言ではない。

以上の理由によって普通のけい光体は数多く存在するが EL 用けい光体はその数極めて少なく、現在用いられているものは主として ZnS 系の一部に限られている。

* 3.4.2—Electroluminescence.

(A) Materials and Characteristics. By TADAKAZU YABUMOTO, Non-member (Faculty of Engineering, University of Shizuoka, Hamamatsu.). [資料番号 4641]

活性剤 (activator) としては Cu および Mn が用いられる。活性剤として Cu を用いる場合には co-activator として一価の陰イオン Cl^- 又は三価の陽イオン Al^{3+} 等を加える必要のあることは普通のけい光体の場合と同様である。たゞこの場合導電層を結晶粒界に作るために Cu 量を普通のけい光体の場合よりも可成り多量に加えるか、また ZnO を加えて焼成する。すなわち Cu を活性剤とする場合、普通のけい光体においては Cu 量は 10^{-4} モル以下であるのに反して、EL 用けい光体は 10^{-3} モル以上の Cu を加えなければ明るい発光が得られない^(2,3,4)。また $\text{ZnS}:\text{Cu}$ に Pb を加えて EL の発光を増加させることもあるが、これも ZnS の表面に導電層を形成することに寄与しているものと考えられる。

(3) EL の 特 性

実際の EL セルは上記の粉末けい光体を適当な接着剤を用いて薄い皮膜状にして 2 枚の電極板の間にはさむ。その様子を図 1 に示す。2 枚の電極板の中一方は

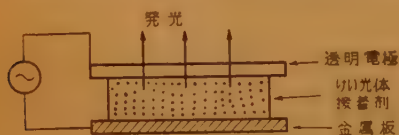


図1 ELセルの構造

金属でよいがもう一方の電極は発光を取出すためにはよく透明度の高く、しかも導電性のよいものでなければならぬ。普通それには Nesa ガラスが多く用いられる。

(a) 発 光 波^(1,4)

普通の EL セルは交流電界によってのみ連続的な発光を示すのであるが、この場合にも各瞬間を通じて連続的に発光しているわけではなく、周期的な発光をしている。これを EL の発光波 (Brightness Wave) と呼び、Destriau 以来多くの研究が行なわれている。一般に正弦波の場合印加した正弦波の各半波ごとに大小 2 つのピークが存在し、大きい方を第 1 ピーク (primary peak)、小さい方を第 2 ピーク (secondary peak) と呼ぶ。この第 1、第 2 ピークの大きさや位相は温度、電圧、周波数等によって変化し、図 2 に種々の周波数における発光波を示す^(2,3,4)。特に第 2 ピークの位相変化は顕著であって温度上昇と共に進み、周波数増加と共に遅れ、適当な条件下においては図に示すごとく第 2 ピークは第 1 ピークに重なり、発光波には現われて来ない場合がある。この第 2 ピークはけい光

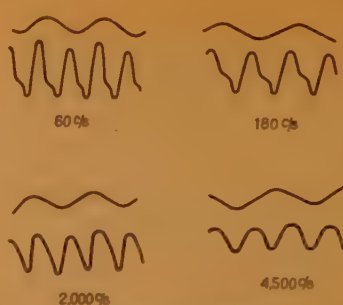


図2 ELの発光波

比較すると、第 2 ピークの位相はかなりずれている⁽²⁾。また $\text{ZnS}:\text{Mn}$ のように発光が Mn イオンの内部の電子遷移によって起こるような場合には第 2 ピークは現われない。

つぎにパルス電圧^(2,3,4)を印加した場合には印加パルスの立上りおよび立下りで発光が起こり、そのピークの高さや発光の減衰等は、パルス電圧の繰返し周波数、パルス幅および温度等によって複雑な変化をする。図 3 は温度を変えた場合の変化を示し、立上りおよび立下りでの発光のピークの高さおよび発光の減衰時間等が変化する。

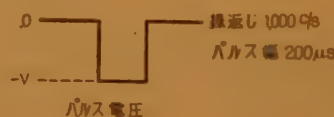


図3 パルス電圧による発光波
(ZnSiCu , Pb, Cl, blue)

(b) 電圧特性^(2,3,4)

EL 発光は電圧の増加にしたがって急激な増加を示す。たとえば $\text{ZnS}:\text{Cu}$, Cl の発光強度を印加電圧に対して求めると図 4 のようになる。すなわち発光強度は印加電圧を一桁上げるとに数桁増加しており、電圧が高くなると発光は飽和の傾向を持つ。このような発光の電圧特性に関しては従来多くの研究が行なわれており、それぞれの研究者によって種々の実験式、理論式が提案されているが、まだ決定的な式は見出されていない。実際には明るさの範囲が比較的狭い場合には Halstead らによる次式が最も簡単である。ただし n の値は、けい光体の種類、電圧の範囲によって変化し、3~7 程度である。

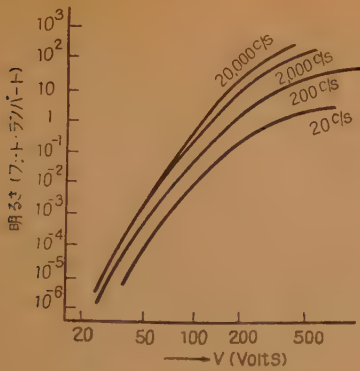


図4 ELの電圧特性
($B = aV^n$ による)

$$B = aV^n \quad (B: \text{輝度}, V: \text{印加電圧})$$

普通 Zalm らによる次式は比較的広範囲の電圧に対して実験結果と可成り良く一致し、また理論的裏付けもあるのてよく用いられる。

$$B = B_0 \exp(-c/\sqrt{V})$$

その一例を図5に示す。

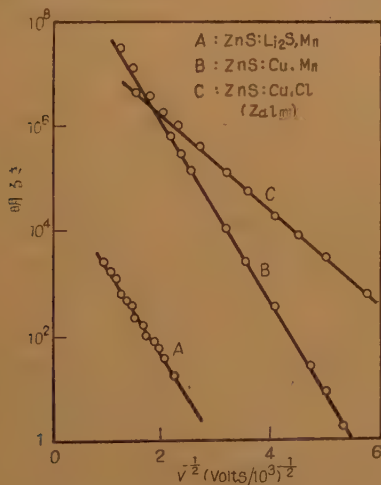


図5 ELの電圧($V^{-1/4}$)特性

(c) 周波数特性^(2,3,4)

正弦波の場合印加電圧の周波数が比較的低い範囲では、ELの発光強度は図6のように周波数に大体比例して増加する。しかし周波数が高くなると比例関係は成立しなくなって、発光は次第に飽和するが、電圧の高い場合の方が高い周波数まで比例関係が成立する。

つぎに、発光中心が2種類存在する場合、たとえば ZnS:Cu, Pb, Cl のようなけい光体では、各発光中心(blue green)による発光の相対強度が周波数を変えると変わって来るので発光色が変わる。すなわち周

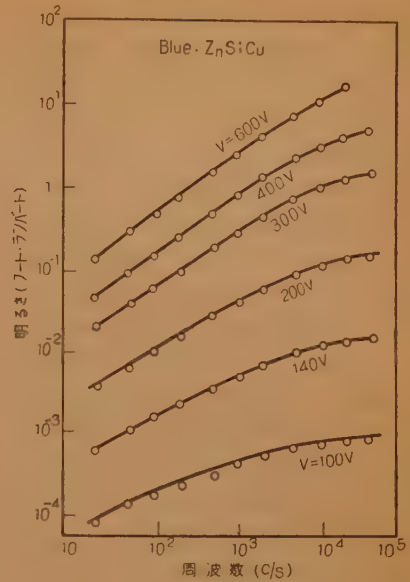


図6 ELの周波数特性

波数の低い場合の緑の発光が周波数を高くすると青になる。又 ZnS:Cu, Mn では低い周波数における Mn の黄色発光が周波数を高くすると Cu の青色発光へと変化する。このような現象は普通正孔の移動 (hole

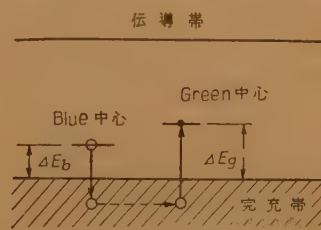


図7 正孔移動機構

migration) によって説明している^(3,4) すなわち図7のモデルにおいて青、緑中心のそれぞれの活性化エネルギーを ΔE_b , ΔE_g

とすると $\Delta E_g > \Delta E_b$ である。したがって青色中心にとらえられた正孔が励起されて完充帯 (Valence band) 中を移動し、緑色中心におちる場合には緑色の発光が

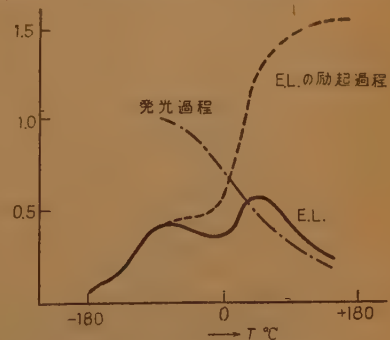


図8 ELの温度特性の解析

強大になる。このような過程は周波数の高い程、また温度の低い程起こり難いわけであるから、周波数の高い場合や温度の低い場合には青色発光の割合が増えることになるわけである。

(d) 温度特性^(3,4)

EL の温度特性はその発光機構から考えられるように励起の過程と発光の過程のそれぞれの温度依存性の相乗されたものが観測されることになる。これらの中発光過程の温度依存性は普通のけい光の温度特性と同じと考えて大差ないはずで、ZnS:Cu のようなけい光体では図8に示したように温度上昇と共に徐々に発光の強さがおちるのが普通である。これに対して励起過程の温度依存性は図の点線に示したように温度上昇と共に上昇しているものと推定される。したがって、これら両過程の相乗された実測値は実線で示したような結果が得られるはずである。実際に ZnS:Cu, Pb, Cl についての結果は図9のようになり以上の推論と一致する。

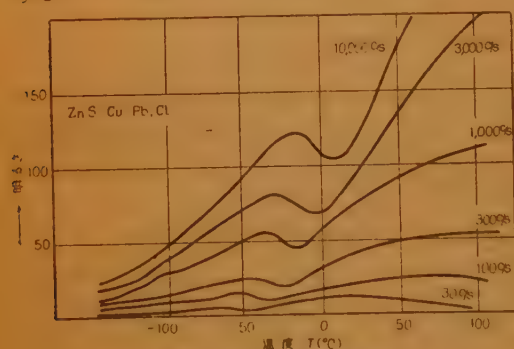


図9 EL の温度特性

(4) 蒸着膜の EL^(6,7)

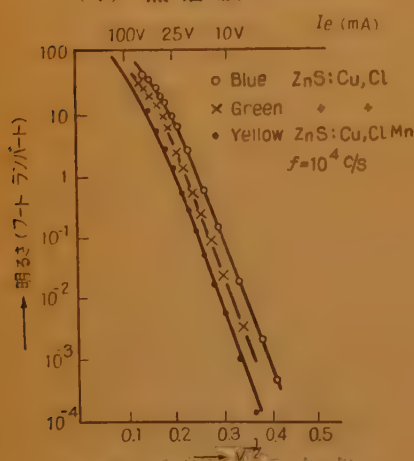


図10 蒸着膜の EL 特性

現在の EL 用けい光体を明るく光らせるには最高 10-volt/cm 程度の平均電界を必要とするが、普通の EL 用けい光体を用いて低い電圧で、しかも均一に発光するセルを作るとはむずかしい問題である。このような困難を除く一つの方法として薄い蒸着けい光膜の EL が当然考えられるわけである。蒸着けい光体については近く G.E. の Studer-Cusano らは気相反応によって ZnS その他のけい光膜の試作に成功した。また Feldman-O'Hara らは蒸着法を採用し、これに事後熱処理を施して蒸着けい光膜を作った。図10は後者の方法によって作られた蒸着けい光膜の EL の明るさである。

(5) EL の発光機構^(2,3,4)

このような EL の発光機構はどうかと言うことになると決定的な結論はないが、現在の所 Piper-Williams らの考え方が一応妥当なものと考えられている。(2)

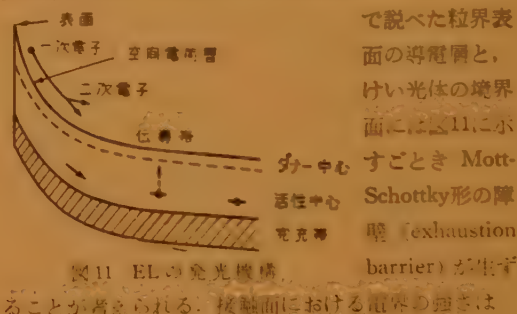


図11 EL の発光機構

$$E_{max} = 2 \left(\frac{2\pi Ne}{\epsilon} \right)^{1/2} V^{1/2}$$

で表わされる。

ここに N は障壁部分の空間電荷密度、 ϵ はその誘電率、 V は外部電圧を表わす。熱的または電界によって伝導帯に励起されたドナー電子は、局部強電界によって加速されてエネルギーを得、活性中心または完充帯の電子と衝突して二次電子を発生せしめ、自らは一旦エネルギーを失うが再び強電界によりエネルギーを得て再び同一現象を繰返す。かようにして増加した伝導電子が活性中心におち込む際発光すると考えるものである。すなわち導電層とけい光体の境界面における局所的な強電場が、電子の励起機構に大きな役割を果たすと考えるものである。

(6) 荷電体注入 (carrier injection)

EL の特性

これは電極からけい光体に荷電体 (carrier) が注入

(inject)することによって起こる発光現象であり、したがって、電極とけい光体とが直接接触している場合に限られ、発光は交直いずれの印加電圧でも起こり得る。しかし、その発光は一般にかなり弱いものであるが、将来の EL 物質としては興味深いものである。

(a) SiC の EL^(8,9)

SiC の EL は最初 Lossew によって見出されたが、その後 Lehovc らによって研究された。普通得られる SiC は表面に n - p junction を形成し、順方向の電圧では、青色から黄色までの発光が結晶面全体に現われ、逆方向の電圧ではいずれの試料についても同じく青白色の発光を示す。その際の発光強度は電流に比例し、低温で発光が強い。

(b) Ge, Si の EL^(4,10,11)

SiC においては現在の所高純度の結晶あるいは不純物濃度を調節した結晶はなかなか得られないが、Ge や Si のごとく高純度の単結晶および p - n junction が容易に作られるようになって、これらによる EL が見出された。Ge や Si の p - n junction を順方向にバイアスしたときのスペクトル分布のピーク波長（いずれも赤外領域）は光の吸収端と一致し、したがってこれは電子と正孔の直接の再結合による発光と考えられる。また逆方面にバイアスしたときには黄色発光を示す。

(c) GaP その他の EL^(4,12)

GaP の単結晶に In, Ga, Cd 等の電極をつけ、DC および 20 kc までの AC 電圧を印加した場合の発光が観測されている。その発光強度は大体電流に比例し、逆方向の電流で発光が強く、また（-）電極付近でよく光る。その他 IV 属—V 属の金属間化合物では AlP, AlAs についての EL が見出されており、また CdS⁽¹³⁾ においても EL が観測されている。

(7) 結 言

EL の応用として最も注目されるのは光源用としてであろう。その特長としては面光源であること、真空を必要としないこと、電圧、周波数を変えることによって明るさ、色を連続的に変えることができる等があげられる。現在の製品では 60c/s, 100 V で 5~10 フ

ートランバートであるが、周波数をあげると 4,000c/s, 700 V で約 180 フートランバートにも達し、実験室では 20,000c/s で 1,700 フートランバートと言う値が報告されている。用途としては現在の所主として時計の文字盤、ラジオのダイヤル盤、自動車の計器盤、ハイウェイの信号広告板等各種の表示用に限られている。しかし、このような用途に対する需要も大きく、アメリカでは 1959 年の生産計画は百万個を越えたと言われている。

一方国産のものの明るさも次第に増加し、最近ではアメリカ製品の半ば以上になっているものと見られている。つぎに寿命であるが合成樹脂を接着剤として用いたものは 60c/s で 1,000 時間、または 4,000 時間使用後に 95~75% 程度になることが示されている。最後に発光効率であるが、1954 年の発表では 4~5 lpW であったが 1956 年にはアメリカで 15 lpW, オランダで 10 lpW である。これらの値は EL の発光機構の理論値 15 lpW に近いもので現在の形式のものでは限界に近いかも知れない。もちろんこの値は白熱灯の 10~15 lpW と同程度であるから、けい光灯には及ばないが、その特長を利用して充分利用の道がひらかれるであろう。今後の改良によって、また新しい EL 物質の発見によってどの程度将来発展するかは誠に興味深い問題である。

文 献

- (1) J. Destriau : de Chimie Physique, **33**, p 620, (1936).
- (2) Zalm et al : Philips, Res Rep. **9**, p 81, (1955).
- (3) Destriau and Ivey : I.R.E., **43**, p 211, (1955).
- (4) Piper and Williams : Academic Press. **8**, p 95, (1958).
- (5) Haake : J.A. Phys. **28**, p 117, (1957).
" J.O.S.A. **47**, p 881, (1957).
- (6) Thornton : J.A. Phys. **30**, p 123, (1959).
" Phys. Rev. **113**, p 1187, (1959).
- (7) Cusano : Phys. Rev. **98**, p 546, (1955).
- (8) Lossew : Phil. Mag. **6**, p 1024, (1928).
- (9) Lehovc. et al : Phys. Rev. **83**, p 603, (1951).
- (10) Miller : Phys. Rev. **99**, p 1234, (1955).
- (11) McKay : Phys. Rev. **94**, p 877, (1954).
- (12) Wolff et al. : Phys. Rev. **114**, p 1262, (1959).
- (13) Smith : Phys. Rev. **105**, p 900, (1957).

UDC 535.376

(B) 応 用*

正 員 三 橋 広 二 (日本放送協会技術研究所)

(1) は し が き

EL の工業的開発を目的とした実用化研究は、基礎研究と平行して 1950 年頃から盛んに行なわれるようになったが、その分野は、けい光体の特性の向上と、EL を電子装置に結びつけるための応用研究に大別される。ここでは電気通信への応用の立場から主として後者について述べることにするが、けい光体自身の特性の向上の対象は現在硫化亜鉛に限られていて、最も輝度の高いものは $\text{ZnS}:\text{Cu}, \text{Al}$ (緑), $\text{ZnS}:\text{Cu}, \text{Pb}$ (青緑) であり、600 V 10 kc で 20,000 ラド・ルクスという高い輝度のものが発表されているが⁽¹⁾、このような高輝度を得ることは実験室でも甚だ困難であり、普通この 1/10 程度の輝度を示すに過ぎない。Thornton が発表した $\text{ZnS}:\text{Cu}, \text{Cl} (\text{Mn})$ 蒸着薄膜は低い電圧 (100 V AC) で 1,000 ラド・ルクスに近い輝度を示し⁽²⁾、これは透明けい光体としての特色も実用の際に生かされる可能性がある。けい光体濃度 (セルの全体積に対するけい光体の占める体積の比) と輝度の関係についても興味ある研究が行なわれた⁽³⁾。EL の輝度は 10 kc 位までは周波数に比例するから、1~10 kc の高圧電源が実用上重要である。増幅率が 1 より小さい真空管の発振を用いて、格子回路に発生する高い交流電圧を EL 用電源に利用する実験が行なわれよい特性を得た⁽⁴⁾ (図 1)。

EL に高電界をかけるためには EL 膜を薄くし (~50 ミクロン) 誘電率の高い絶縁接着剤を使う必要があるが、アルミ板上で融点

まで加熱したホーロー上に EL と透明電極を圧着する独特のセル製作法が発表された⁽⁵⁾。

要するに高輝度 EL 材料が開発されて、高性能薄膜セルに加工する技術および高圧交流電源が完成されるまでは EL 研究は基礎研究の領域から飛躍することは困難と思われる。

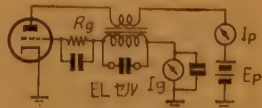


図 1 分数増幅率真空管を用いた EL 電源基本回路図

(2) EL による映像表示

EL セルは同路的には誘電損失を持つ電気容量 C とみなされ、その値はけい光体の誘電率、EL セルの膜厚や接合剤によって変わるが、普通 $100 \sim 400 \text{ pF/cm}^2$ である。その損失には透明電極の損失も加わっているから、定量的に挙げることはできないことが多い。EL 表示を問題とする場合には、一応 EL セルの損失を無視して C のみの素子として近似的に取扱う。

(a) 光増幅器

EL セルと光によって電気抵抗の変化する光伝導セル (Photoconductive cell, PC と略記する) とを電源に直列につないだ等価回路 (図 2) において、入射光が PC に入らないときには PC のインピーダンスが EL セルのそれより大きく電圧の大部分が PC にかかり、EL はほとんど発光しないが、入射光によって PC のインピーダンスが EL のそれよりも小さくなると、電圧分配の割合が逆になり、EL セルにかかる電圧が大きくなって EL が発光する。EL と PC の半導体的シメンションを適当に選んで電気的整合を行なうと、EL からの出射光束を入射光束よりも大きくすることができるので光増幅の動作が実現される。EL セルの面積を大きくし、その裏面に不透光膜を入れ、さらにその裏側に PC をサンドイッチ式にはり合わせて、EL と PC に AC 電圧をかけておけば PC 側から入射像を入れて、EL 側から増幅された像を得ることができる。このようにすると適当な入射光レベルでは約 1,000 倍の増幅率を得ることができる⁽⁶⁾⁽⁷⁾⁽⁸⁾。PC には普通高感度の粉末光伝導硫化カドミウムを用いるが、これには光に対する感度の遅れがあるために、光増幅器等の使用範囲は限定される。実際にこの種の光増幅器を設計するときには、PC の電気伝導率は印加電圧 V_1 の n 乗 ($n \sim 3$)、照度 I_1 の m 乗 ($m \sim 1.1$) に比例するからこれを考慮すると PC セルの抵抗 R_1 は

$$1/R_1 = kV_1^n I_1^m \quad (k = \text{const}) \quad (1)$$

V を電源電圧、 V_2 を EL にかかる電圧とすれば等価回路 (図 2) から

$$\begin{aligned} V_1 &= [\beta^2 / (\alpha^2 + 1 + \beta^2)]^{1/2} V, \\ V_2 &= [(\alpha^2 + 1) / (\alpha^2 + 1 + \beta^2)]^{1/2} V \end{aligned} \quad (2)$$

* (B) Application. By HIROJI MITSUHASHI, Member (Research Laboratory, Japan Broadcasting Corporation, Tokyo). [資料番号 4642]

ただし PC, EC セルの容量を C_1, C_2 とし

$$\alpha = \frac{1/R_1}{\omega C_1}, \quad \beta = C_2/C_1 \quad (\omega = 2\pi f)$$

EL の輝度 L_2 は,

$$L_2 = a \exp(-c/V_1^{1/2}) \quad (3)$$

(1), (3) から, V_1, V_2 を消去すると

$$L_1 = [\alpha \omega C_1] / \{k(\beta^2/(\alpha^2 + 1 + \beta^2))^{n/2} V^n\}^{1/m} \quad (4)$$

$$L_2 = a \exp[-c\{(\alpha^2 + 1), (\alpha^2 + 1 + \beta^2)\}^{-1/2} V^{-1/2}] \quad (5)$$

がえられる。式 (4), (5) の α, β に適当な数値を与え, a, c , 電源電圧 V , n, m, k, ω, C_1 に実験値を入れれば入力 (L_1) と出力 (L_2) の関係がえられる。しかし (4), (5) の関係はパラメータ α を介して表現されているから, 実際の設計には α の値を変えて代数計算を行なわなければならないという不便があるが, PC, EL の特性がわかっていると光増幅器の特性が得られ, これは実験データとよい近似を示す⁽⁹⁾。なお $n=1$ 場合については, 解析的に V_2 が求められる。

$$V_2 = \left[1 - \frac{2(1+2\beta)}{(1+1/\beta)^2 \left\{ 1 + \left(1 + \frac{2kVL_1}{\omega C_2(1+1/\beta)^2} \right)^{1/2} \right\}} \right]^{1/2} V \quad (6)$$

となり, 近似計算が比較的簡単にできる⁽¹⁰⁾。

入射光の光電変換能率を上げるために PC 層には溝を切って, 溝の頂に銀電極を付ける。この形の光増幅器は日立, 松下⁽¹¹⁾, 日電⁽¹²⁾, NHK の各研究所で試作されたが, EL の電圧依存性が高いために, 入射光のレベル範囲 (ラチチュード) が 10^2 以下であることと, PC の応答の速度が遅いこと (数秒程度) が欠点である。しかし米国ではこれを X 線診断のための医療装置に使用している⁽¹³⁾。

(b) 負性光増幅器(イージョン・ビューア)

光増幅器の EL と PC とを並列にすると極性が逆の光増幅器が形成される。図 3 の等価回路において PC へ入射光が入らないときは EL の両端の電圧は大きいから EL は発光するが, 入射光が強くなると PC の両端子電圧は小さくなり, EL にかか

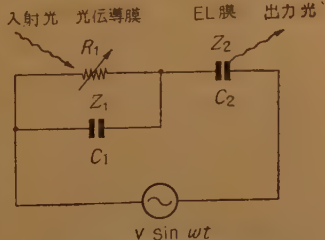


図 2 光増幅器の等価回路

る電圧も小さくなるから EL の輝度が低下する。PC と EL との二次元的結合を適当にえらぶと入射光強度が大きい個所の EL の輝度は小さく, 入射光強度が小さい個所の EL は強く輝く。写真の陰面を通して光源からの光を負性光増幅器に投影すれば陽面が現われる。負性光増幅器の等価回路 (図 3) からその動作特性を考えて見ることにする⁽¹⁴⁾。

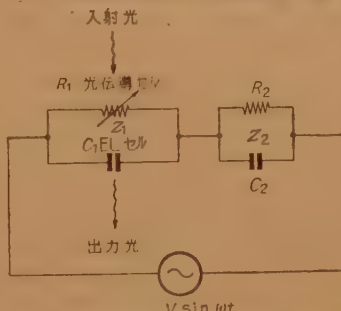


図 3 負性光増幅器の等価回路

Z_1 のインピーダンスは EL の C_1 と PC の R_1 との並列回路からなっている。電源電圧を V , Z_1 の端子電圧を V_1 とすれば,

$$V_1/V = \frac{1/Z_1}{(1/Z_1) + (1/Z_2)} = \frac{1+jr}{(\delta+1)+j(\theta-r)} \quad (7)$$

ただし $R_2/R_1 = \delta \propto L_1$ (入射光束), $\omega C_1 R_1 = \theta$, $\omega C_2 R_2 = r$ とする。EL 輝度の電圧依存性として (3) の代わりに, 比較的電圧範囲が狭い場合に成立つ実験式

$$L_2 = c \omega V_1^q \quad (q \text{ は普通 } 3 \sim 5) \quad (8)$$

を使うと,

$$L_2 = c \omega \left[\frac{1+r^2}{(\delta-1)^2 + (\theta+r)^2} \right]^{q/2} \quad (c = \text{const.}) \quad (9)$$

がえられる。いま $q=4$ とし, θ, r をパラメータとして入射光束と出力光束の関係を表わす δ と L_2 の関係を求めると図 4 の

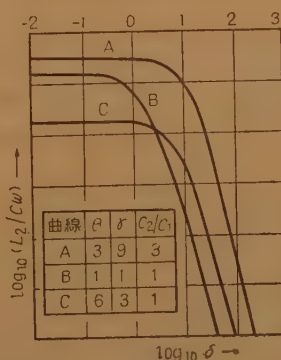


図 4 負性光増幅器の入射光と出力光との関係

$(d \log L_2 / d \log \delta)$ は $L_2 \sim c \omega \delta^{-q}$, $\delta \propto L_1$ から, $q = -4$

となり、光増幅器の場合におけるガンマ値と同一の絶対値を持ち、ラチチュードは依然として狭い。実際にインバージョン・ビューアを組立てる場合の幾何学的構造は、動作解析が示す程簡単でなく、光増幅器よりも複雑にしないとよい特性は示さない。簡単なものはELとPCの粉末を混合するだけで一応反転像がえられるが性能は頗る劣る。図5に示したような比較的簡

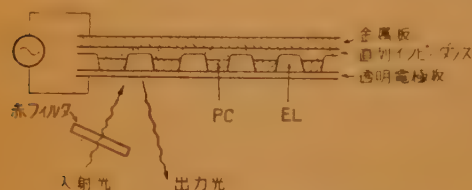


図5 インバージョン・ビューア構造図

単なもので、PCとELとの大きさを適当な値にえれば、コントラストをもった反転像が得られることが実験によって確かめられた⁽¹⁴⁾。解像力はこの方式では不十分であろう。さらに構造の改良が必要である。この外動作特性に関する考察の発表もすでに行なわれている⁽¹⁵⁾。

(c) ELF スクリン

強誘電体の電気容量がこれに加えるバイアス電圧によって変わる性質があるから、これを利用してELの輝度コントロールが可能である。図6のようにELと強誘電体を直列に電源につなぎ強誘電体にかかるバ

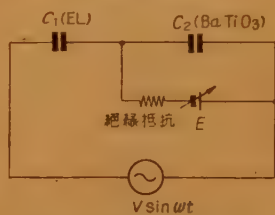


図6 EL 輝度の強誘電体素子による制御

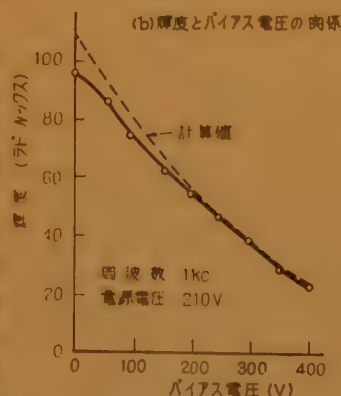
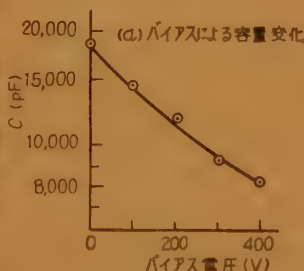


図7 BaTiO₃ によるEL 輝度の制御

イアス変化によって電圧分配率を変化させてEL輝度制御を行なう方法が考えられる。Sackは縦横7個ずつのELおよび強誘電体からなる受像板をELF(EL-Ferroelectric)スクリーンと称しこれによって映像再生を行ない、コントラスト比200:1、ハイライトの明るさは1,000ラドルクスで毎秒数回の映像走査が得られたことを報告している⁽¹⁶⁾。

チタン酸バリウム・コンデンサを用いた基礎実験(図6)によってえられたEL輝度制御のデータを図7に示した⁽¹⁷⁾。また、ELと強誘電体の整合についての計算も行なわれている⁽¹⁸⁾。

(d) 磁気方式受像板

RCAではフェライト独特の履歴曲線を利用したトランスフラクサ(Transfluxor, TF)を電気計算素子として用いていたがこれをEL受像板に応用して映像再生を試みた⁽¹⁹⁾。TFは図のごとくフェライトの円板に

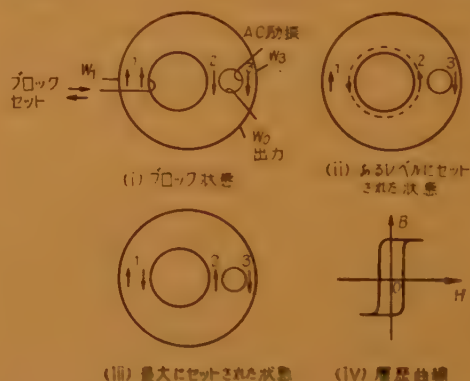


図8 TFの動作原理

大小2つの穴をあけ大円の足1に入力用巻線 W_1 、小円の足3にAC励振用巻線 W_2 および出力巻線 W_3 を巻きつけたもので、 W_1 にブロック方向の電流パルスを通すと図8(i)に示す向きにフェライト磁心は飽和帯磁される。フェライトの磁化特性は(iv)のような矩形に近い履歴曲線を持つから、ブロック・パルスが終わった後でも飽和帯磁が残っている。この状態では W_2 をAC励振してもTFを励振することはできないから W_3 には出力電圧は誘起されない(ブロック状態)。これは2と3の足の磁束は共に同方向に飽和帯磁して2と3の足をめぐる磁気回路の磁気抵抗が高い状態になっているからである。つぎにブロック・パルスとの逆方向のセット・パルスを W_1 に流すと、磁心に生じた起磁力(X)によって、TFの大きい孔の中心から測って一定の半径(r)までの磁心部分が逆方向に磁化される。アンペアの法則($Hr=2X$)にした

がって α は X の大きさによって決められてしまうから (ii) のように 2 の足のある部分までが逆向きに磁化された状態では、足 2, 3 のまわりの磁気回路抵抗が低くなり W_1 の入力パルスによって足 2 の逆方向に帯磁された磁束分だけが W_2 の AC 励振によって、これと同期して足 2 と 3 の間を往復 (transfer) するので磁束の時間的变化に比例して W_2 に出力電圧が現われる (セット状態)。 W_1 に流すセット・パルスの大きさによって出力電圧は連続的に変えられるから、 W_2 に EL セルを結んでおけば輝度の連続制御が可能である。 TF と EL 各 1 個からなる組合わせを縦横絵素数 (30×40) だけを平面的に配列結線し、また縦行横列の各列に 1 個ずつ設けた磁気スイッチ式の TF に走査電流パルス $I/2$ を流して走査を行なう。図 10 に示すように TF-EL

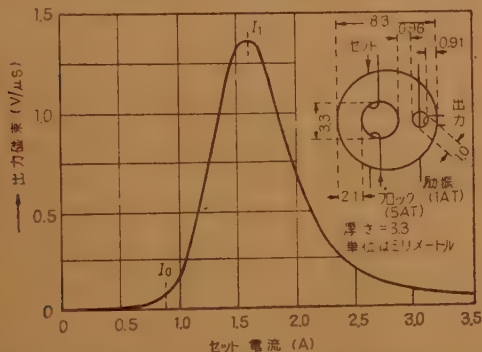


図9 トランスフラクサ (右上図に示した大きさのもの) のセット電流と出力の関係 (2 μ sec の矩形のセットパルスを用いたもの。 I_0 以下の電流ではセットされないが、 I_1 以上の電流ではセット過剰で出力が減る)

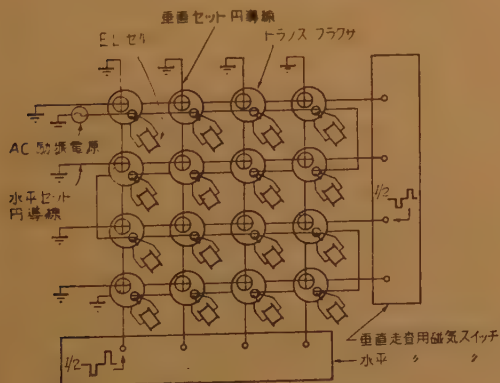


図10 トランスフラクサを用いた受像板の系統図

の配列に共通の AC 励振電源を用い、水平垂直セット・パルス電流を TF に加えれば、 W_2 の出力と入力電流の非直線性からその交叉点のみが重ね合わせ的に励磁され、その TF に結ばれた EL が強く発光する。この場合水平走査セット電流パルスの振幅は一定であ

るが垂直セット電流パルスは映像信号によって変調されている。垂直走査の際には、1 回前の垂直走査時にセットされたままで TF の蓄積効果によって輝きつけていた横列をブロック・パルスによって一時にブロックして、この列の EL の輝度を零にする。その直後その水平列の EL セル制御用 TF を水平走査によって順次にセットして新しい輝度レベルで発光するようにする。絵素数が少ないので再生像の解像力は不十分であるが輝度のハーフ・トーン制御は可能である。EL 素子 1 個の大きさは 8 ミリ×10 ミリで、フレーム走査 (飛越走査は行なっていない。毎秒像数 15 枚だからフレーム時間は 1/15 秒) が終わった瞬間に走査を止めると数か月間受像面画を保存できる。AC 励起として 12 kc のパルスを供給したときの最大輝度は 40 ラド・ルクスである。

(3) 計算素子としての EL セル

前述の光増幅器の場合に EL の出力光が PC へ帰還するのを防ぐために不透光膜を挿入したが、この不透光率を減小させれば発振状態になる。ここで輝度を減少させるためには EL の印加電圧を下げる必要がある。これを利用して 2 進法計算素子を作ることができる⁽²⁰⁾。図 11 において PC_1 の伝導セルに光を当てると、 PC_1 の抵抗が

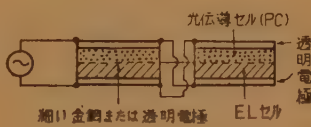
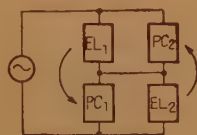


図11 2進法計数素子

と、 PC_1 の抵抗が下がり EL_1 の端子電圧が増して発光し、その出力光が PC_1 へ帰還して、さらに PC_1 の抵抗が下がる。この間並列に結線されている EL_2 は低い電圧がかかっているので発光しない。つぎに PC_1, PC_2 に光パルスが入射すると、 PC_2 は PC_1 よりも高い電圧がかかっている。ゆえに PC_2 は光パルスに感じて抵抗が下がり、 EL_2 の電圧が増して光り始めるとともに、 EL_1 の電圧が下がって輝度が低下する。 EL_1 から PC_1 に帰還する光も低下して PC_1 は抵抗を増す。結局発光の状態は EL_1 から EL_2 へ伝達される。つまり EL_2 は 2 回光パルスが入ると 1 回光るから、 EL_2 の出力光を次段の同じ EL-PC 素子の PC を照射するようにすれば、各段は $2^1, 2^2, \dots$ の計算を行なうことができる。 PC_1, PC_2 を同時

に照射する上記の場合には PC_1 , EL_1 と PC_2 , EL としてはそれぞれ感度と輝度を変えたものを用いるか、電気的補正をしておかないと満足に動作しない。この外にもこの種の機構を発展させた計数素子が考えられている⁽²¹⁾。

(4) あ と が き

EL の実用化研究の段階はまだ初期の状態にあり、今後電子工学の発展とともに発展することが期待されるが、照明、映像表示、計数素子いずれにしても EL 自身の問題点は、低い電圧 (～50 V) で高輝度 (～500 ラド・ルクス) を示す材料の開発が最重要テーマであり、TV 受像板への応用に関しては、走査方式について斬新な発明がなければならないし、計数素子として実用化されるためには、EL と逆の変換系 (光→電気) に相当する光伝導の応答のおくれを解決することも極めて重要である。終りに執筆に際して引用させていただいた論文の著者の方々および、本稿につき検討いただいた宮地抗一氏に感謝の意を表する。なお Ivey は EL 研究についての文献の出所を細大もらさずと

めてあるので同好の方の御参考になると思う⁽²²⁾。

文 献

- (1) H.F. Ivey : I.R.E. Trans. on Component Parts, p 114, (1957).
- (2) W.A. Thorton : J.A. Phys. **30**, p 127, (1959).
- (3) 中村, 中村, 野々垣 : 昭 34 連大, 674.
- (4) 山中 : 昭 34 信学全大, 353.
- (5) 石川, 山田, 芦崎, 須田 : 昭 34 連大, 672.
- (6) B. Kazan : I.R.E. **45**, p 1358, (1957).
- (7) 宮沢 : 信学誌, **41**, p 882, (昭 33).
- (8) 宮地 : 信学誌, **41**, p 1092 (昭 33).
- (9) 宮地抗一, 三橋広二, 中山忠久 : 近く発表予定.
- (10) 西村, 中村 : 昭 34 連大, 931.
- (11) 奥村, 松尾 : TV 学会 TV 用電子管研究委員会 (昭 33)
- (12) 原島, 内田, 佐竹, 永尾 : 昭 34 連大, 930.
- (13) B. Kazan, RCA Rev. **19**, p 19, (1958).
- (14) 三橋広二, 中山忠久 : 近く発表予定.
- (15) 小橋 : 昭 34 信学全大, 101.
- (16) E.A. Sack : I.R.E. **48**, p 1694, (1958).
- (17) 猪口, 田中 : 昭 34 関西支部連大, 11.
- (18) 宮地, 三橋 : 昭 34 連大, 928.
- (19) J.A. Rajchman, G.R. Briggs, A.W. Lo : I.R.E. **45**, p 1808, (1958).
- (20) T.B. Tomlinson : Brit. I.R.E. **43**, p 897, (1957).
- (21) S.K. Ghandi : I.R.E. **47**, p 4, (1959).
- (22) H.F. Ivey : I.R.E. Trans. on Electron Devices, ED-6, p 203, (1959).

UDC 537.322 : 621.565.83

3.4.3 電 子 冷 凍*

正 員 菅 義 夫 (東京大学工学部)

電子冷凍に用いる熱電素子の具備していなければならない性質は、熱起電力 α の大きい組合せであること、熱電導率 λ が小さいことと電気伝導率 σ が大きいことの三つであることは、すでによく知られていることである。これをさらにもう少し量的に表現すれば p 形および n 形半導体のこれらの量をそれぞれ α_p , λ_p , σ_p , α_n , λ_n , σ_n とすれば

$$\frac{(\alpha_p - \alpha_n)^2}{\left(\sqrt{\frac{\lambda_p}{\sigma_p}} + \sqrt{\frac{\lambda_n}{\sigma_n}}\right)^2}$$

なる量 (これを通常 Z と書く) の大小が、熱電素子の「よさ」を表す目安になる。 p または n 形素子だけについての α , λ , σ について $Z = (\alpha^2 \sigma) / \lambda$ と書くこともあり、たとえば表 1 の最後の列はこの意味で用いたものである。 Z の値は表 1 でも明かなごとく 10^{-3}deg^{-1} の単位を用いて表わした場合大体 3 以下の量となる。

われわれの所のものでも最高 2.9 はどで、アメリカ

の Ohio Semi-conductor Corp. が売り出して 70～80 deg の温度差が得られると称するものでも Z の値は 2.25 程度、M.B. Grier⁽¹⁾ が光電管の冷却に応用しようとしているものも $Z=2.5$ で、ソビエットの Joffé が Rochester の会議で発表したもの⁽²⁾ でも $Z=3$ で、この $8 \times 10^{-3} \text{deg}^{-1}$ という値は、ある意味で世界の電子冷凍の今日における実用上の一つの壁を示したものであろう。参考のために Z と最大温度差との関係を最初の温度を 300°K として求めて見ると、図

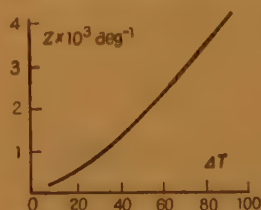


図 1 Z と最大温度差 (真空中) との関係

1のごとくながそして、この最大温度差は真空中において冷凍能力 0 の場合に相当するもので、われわれの経験によれば静止した大気中においてはおよそこの値の 2/3 位の最大温度差しか得られぬ

ので、この程度のものでは実用的な利用はまだまだ限られたものと言えよう。

* 3.4.3—Electronic Refrigeration. By YOSHIO SUGE. Member (Faculty of Engineering, University of Tokyo, Tokyo). [資料番号 4643]

表 1

		$\alpha \mu\text{V/deg}$	$\sigma \Omega^{-1}\text{cm}^{-1}$	$\lambda \text{ watt/cm deg}$	Z
CdSb	n	200	400	40×10^{-3}	$0.4 \times 10^{-3} \text{ deg}^{-1}$
PbS	n	160	600	22	0.7
ZnSb	p	200	350	20	0.8
Sb_2Te_3	p	100	3,000	32	0.9
PbSe	n	160	1,100	24	1.1
PbTe	n	160	1,500	28	1.4
Bi_2Se_3	p	200	500	14	1.4
Bi_2Te_3	p	170	1,000	18	1.6
PbTe-PbSe	n	160	900	12	1.9
$\text{Bi}_2\text{Te}_3\text{-Bi}_2\text{Se}_3$	n	170	1,000	12	2.4
$\text{Sb}_2\text{Te}_3\text{-Bi}_2\text{Te}_3$	p	160	1,500	14	2.8

もちろん今日までに得られた最大の Z の値はこれより上回って、たとえば最近チェコスロバキアの K. Smirous and L. Stourač⁽³⁾ の得た実験結果によると純度 99.99% 以上の試料でつくった Bi_2Te_3 と Sb_2Te_3 との固溶体 $\text{Bi}_{0.5}\text{Sb}_{1.5}\text{Te}_3$ を用いて $\alpha=178 \mu\text{V/deg}$, $\sigma=1680 \Omega^{-1}\text{cm}^{-1}$, $\lambda=0.0148 \text{ watt/cmdeg}$, $Z=3.58 \times 10^{-3} \text{ deg}^{-1}$ の値を得ている* しかし、この報告は p 形素子のみについての実験結果であり、したがって、これを用いて何程の温度降下を得ることができるかの実験は全然行なわれていない。ただ、この報告で著しいことは、 λ の値が通常の $0.018 \sim 0.02 \text{ watt/cmdeg}$ の値に対して、約 75% の 0.014 であることであり、 α, σ, λ の三つの量の中で λ の変化の割合が可成り大きく変動させ得るので λ の値の大小が電子冷凍では決定的なものになる。元来、結晶形は全く同じで、格子常数のみの少しく異なるものの固溶体では他の電気的性質を余り変えないで λ の値が著しく低下すること、この考え方からすれば、ともに六方晶系に属する Bi_2Te_3 ($a=4.35 \text{ \AA}$, $c=30.3 \text{ \AA}$) と Bi_2Se_3 ($a=4.14 \text{ \AA}$, $c=28.6 \text{ \AA}$) または、 Sb_2Te_3 ($a=4.25 \text{ \AA}$, $c=30.3 \text{ \AA}$) の固溶体とが共に NaCl 形の PbTe ($a=6.34 \text{ \AA}$) と PbSe ($a=6.14 \text{ \AA}$) の固溶体がよさそうであることは、すでに知られていることであり、たとえば Bi_2Te_3 と Bi_2Se_3 との固溶体では図2のごとく、 $\alpha^2\sigma$ の値は両者の比が 4:1 の固溶体が Z の最大値を与えることが知られている⁽⁴⁾。

また不純物をドナーまたはアクセプタとして混入することによって性能を向上させようとする考えに当たって、ハロゲン、ハロゲン化物、等の数多くの不純

* 信すべき英国の科学者からの私信によると、英国でも昨年 $Z=3.5 \times 10^{-3} \text{ deg}^{-1}$ を得ており、ソビエットの Joffé の所では $Z=4 \times 10^{-3} \text{ deg}^{-1}$ に達しているとのことである。

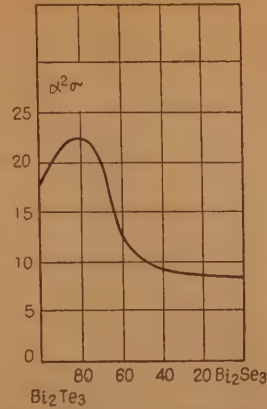


図2 Bi_2Te_3 と Bi_2Se_3 の固溶体の成分比と $\alpha^2\sigma$ の関係

物が提案されているが、どんなものが真に有効であるかは一般に明記されていないようである。電子冷凍に関しては無視できないのが Te の資源の問題である。表1でもわかるように優秀な素子はどうしても Te を多量に必要とする。もちろん今後の研究によって Te を全然用いぬか、用いるとしても少量で済むものが出現するかも知れないが、これは可成り望み薄である。目下の所、Te の世界の産出国はアメリカ、カナダについて日本で、この3国の年総額は3年位前には約 50 トン以下である。もともと Te は未利用資源であるので、世界の埋蔵量は未知とも言える。現にカナダは、1938 年には 25 トン程の産額を示したこともあるし、アメリカは昨年中には 100 トン位産出しそうであるので、世界の総産額は 100 トンを上回るかも知れない。しかしアメリカの金属業者の見積りでは、いくら努力しても世界の産額は年額 500 トンにはなり得ないであろうとのことである。1954 年に電子冷蔵庫が一応試作されながら、まだ家庭用の商品として、何一つ電子冷凍器具が市販されていないのもこんな点にあるのであろう。そこで電子冷凍に関する研究は Te を含まない素子の研究と共に、当分の間は少量の素子を用いて極めて有効に冷やす技術を体得するか、少量の素子で済まし得るような小形のものの冷却に用いざるを得なくなる。たとえば光電管または光電増倍管またはホト・トランジスタを冷却して、その雑音レベルを下げることなどは現在の性能のもので充分間に合う。たとえば前に述べたように Grier⁽¹⁾ は $Z=2.5 \times 10^{-3} \text{ deg}$ の素子を用いて光電管の雑音を 1/3 ほどに抑えることに成功しているしソビエットの Kolemko⁽²⁾ らは 80 個の素子を用いて光電増倍管 ($\Phi_3 \text{ Y-11}$) を 24°C から -5°C に下げ雑音を 1/2.5 にし得ている。われわれもまた、まだ予備実験の範囲にすぎぬが光電増倍管を常温から -10°C 以下にし得ることを確かめている*。

パワー・トランジスタの温度を下げて入力のパワーを上げることも、すでにアメリカのノースアメリカン

* 未発表。

航空の研究
者⁽⁶⁾によっ
て行なわ
れ約60%,
われわれの
所でも40
%程の人力
増を確かめ
ている*。
図3には、
アメリカの
2N657 中
形シリコン
パワー・ト

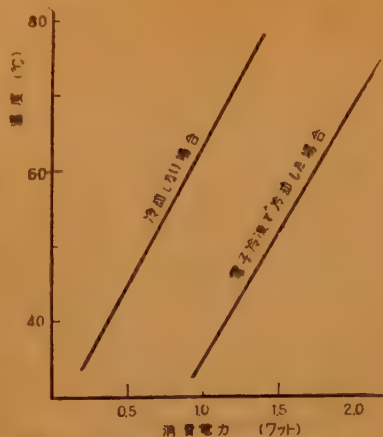


図3 パワー・トランジスタの入力と温度との関係

ランジスタを用いた実験結果を示して置いた。図中の縦軸はトランジスタのケースの温度、横軸は消費されたパワー（ワット）で、右側の直線が電子冷凍で冷やした場合、左側は冷やぬ場合のものである。われわれの所では標準計器の恒温容器の試作も行なっているが、重量約7kgの電気計器を内蔵したもので、入力100ワット程度で約1時間後に20degほどの温度降

* 未発表。

下が得られている*。

要するに電子冷凍による冷蔵庫とか、室温調節とかは、まだまだ先きのことであろうが、上記のごとき小形のものの冷却、または低温保持は現在の性能のもので、ぼつぼつ実用の段階に入りつつある。

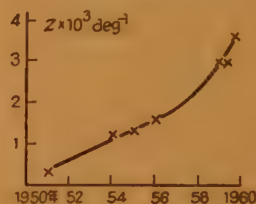


図4 Zは年とともにいかに向上したか

最後にZが年と共にどんな形で向上して来たかを図に示すと図4のごとくで、この図から見るとまだまだZは向上しそうであるが、この図は実験室での最上のデータをもとにしてつくったものであるから、この点誤解のないようにしてほしい。

文 献

- (1) M.B. Grier: I.R.E. p 1515, (Sept. 1959).
- (2) A. Joffé: J. Phys. Chem. Solids, 8, p 6, (1959).
- (3) K. Smirons u. L. Stourac: Z. Naturforschg. 14 a, p 848, (1959).
- (4) A. Joffé and L. Stilbans: Reports on Progress in Phys. 22, p 167, (1959).
- (5) E. Kolenko, Kh. Protopopov, D. Fleishman, V. Iulieb (1959). (原本科学情報センター所有).
- (6) Electronic Industries, p 79, (July 1959).

UDC 621.382:538.632

3.4.4 ホール効果の応用装置*

正員 酒 井 善 雄 (東京工業大学)

(1) ホール効果

(a) 磁界と半導体^{(1),(2)}

導体または半導体中における電子や正孔は電気や熱のキャリアである。これらのキャリアが速度 V で運動しているとき、これに磁束密度 B が作用すると $[V \cdot B]$ に比例した Lorentz の力が作用し、キャリアの進路は曲げられる。このため、導体中におけるキャリアの分布が変化して起電力や温度差を生じ、また電気や熱の伝導度が変化したりする。このように電気-磁界-熱の3つの量を結び付ける一連の現象は半導体において顕著であり、電子工業における新しい応用分野を開拓するものとして期待される。このうち特にホール効果 (Hall effect) は早くに発見され、理論的に

もよく究明され、応用面も広い。

(b) ホール効果

図1に示すような形状の半導体片で、 x 軸方向に電流 I を流しておき、 Z 軸方向へ磁束密度 B を作用させると y 軸方向

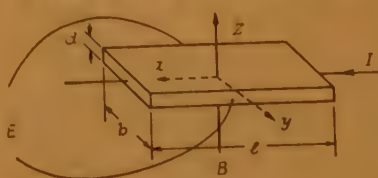


図1 ホール効果の説明
に起電力 E を生じる。その値は

$$E = R \frac{BI}{d} f(lb) \quad (1)$$

f は半導体片の形状でできる図2に示すような関数、 R はホール定数で、内部に存在するキャリアの密度およびその移動度によって下式のように与えられる。

$$R = -\frac{3\pi}{8} \frac{1}{q} \frac{n_e \mu_e^2 - n_h \mu_h^2}{(n_e \mu_e + n_h \mu_h)^2} (\text{cm}^3/\text{c}) \quad (2)$$

* 3.4.4- Hall Effect Devices. By YOSHIO SAKAI. Member (Tokyo Institute of Technology, Tokyo). [資料番号 4644]

n_e, n_h はそれぞれ電子, 正孔の密度 μ_e, μ_h はそれらの移動度で, ホール効果素子として使われている各種材料についてそれらの値を表1に掲げた。半導体中のキャリアが電子または正孔だけだとすれば式(2)はもっと簡単になる。

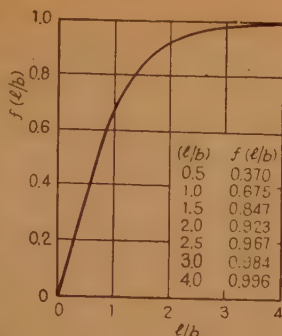


図2 関数 $f(l/b)$

$$R = -\frac{3\pi}{8q} \frac{1}{n_e} \quad \text{または} \quad \frac{3\pi}{8q} \frac{1}{n_h} \quad (3)$$

表1 2,3 の物質の物理特性

	移動度 (cm ² /vs)		固有抵抗 (Ω cm)	禁止帯幅 (eV)
	電子	正孔		
Bi	5,000	—	1.6×10^{-4}	—
Se	—	1	1.6×10^6	—
Si	1,400	350	3×10^3	1.09
Ge	3,600	1,800	47	0.72
InSb	57,000	780	0.0045	0.17
InAs	22,600	200	0.1	0.37
GaAs	4,000	450	5×10^7	1.35

(c) 材料

式(1)から判断すれば高いホール起電力を得るには R の大きい値の材料が望まれる。ところが R は式(2)または(3)のようにキャリア密度に逆比例するからこの値の大きな材料は固有抵抗が高く電流を通じ難い。

これらの諸条件を総合してホール効果装置の材料として何が適するかを解析した結果を要約するとつぎのようである^{(3),(4)}。まず発生したホール起電力を外負荷に取出す場合には, 出力と入力との比つまり発電効率 $\eta \propto \mu_z H^2$ であらわれ, キャリアの移動度だけが効いてくる。

一方, 一定磁界の下で温度上昇を所定値におさえながら, 大きな電流を通じて高い起電力を得るという目的には μ/n の値が大きな必要がある。

ところで, ホール効果装置の使用例は後に述べるように主に測定や計算などで, それらの目的には必然的に諸定数の温度変化が少ないことが, 重要な要素である。ところが半導体のホール定数, および導電率はキャリア密度 n と一次的に関係づけられており, 一方 n は温度により著しく変化する。

一般に半導体におけるキャリア密度の温度によって変化する模様は, 定性的に図3で説明付けられる。したがって材料的には室温付近の広い温度範囲が潤滑状

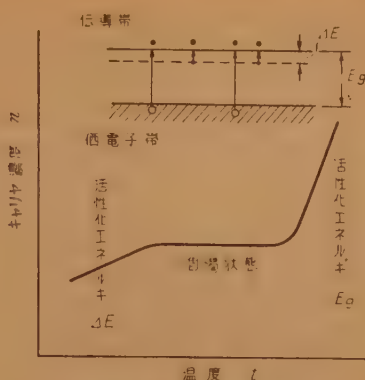


図3 温度とキャリア濃度の関係

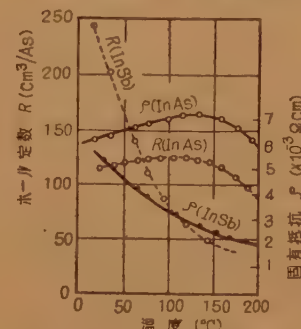


図4 InSb, InAs の温度特性

さ程大きくないが, きわめて温度変化の小さいものが作られるので, 測定用素子として重宝されている。

(2) ホール効果の応用⁽⁵⁾

(a) ホール発電器

ホール効果を利用した回路素子はふつうホール発電器と呼ばれる。要するに図1のような矩冊形の半導体片に電流端子と電圧取出し端子をつけたもので, 市販されている2種類の写真を図5に掲げた。材料には InSb, InAs が用いられ, 制御電流に数10 mA 通じ, これを数1,000 ガウスの磁界に入れたときの発生起電力は100 mV の程度である。



図5 ホール発電器

(b) 相乗器 (Multiplier)⁽⁶⁾

ホール発電素子を励磁コイルと組合わせたものを相乗器と呼ぶ。その特性例を表2に示す。

表 2 InAs ホール相乗器の特性

導電度	250 Ω cm ⁻¹
ホール定数	100 cm ² /C
板の寸法	0.8 cm × 0.4 cm × 0.005 cm
電流端子間の抵抗	5.4 Ω
ホール端子間の抵抗	3.9 Ω
磁心エアギャップ	0.1 mm
コイル巻線	44 番線 3,000 回
コイルインダクタンス	4.7 H
コイル抵抗	450 Ω
コイル共振周波数	6 kc

ホール効果を電子工業において利用しようとする場合には、特にその目的に適した材料と形状をもつ素子を作ることもあるが、上記の装置をそのまま利用すれば簡便である。以下に主な使用例を紹介しよう。

(i) 磁界あるいは電流の測定 磁束計としてのホール発電器の特徴は、小形だから局所的な磁束分布が測れる。増幅が容易なため弱磁界の測定が可能、迅速な磁束変化に追従できるなどの諸点である。また導線に流れている電流の値を周囲に発生する磁界の強さから間接的に測る例もある。

(ii) 電力の測定 電圧（または電流）に比例させた磁界中においたホール素子に電流（または電圧）に比例した電流を通じて起電力を誘起させれば、その値は電力を与える。

この原理による電力計は高周波にも応用され図6のような同軸ケーブルに収めるか導波管に収めるかし、10 Gc くらいまでの使用報告がある。



図6 高周波電力計

(iii) 計算増幅、発振 相乗器(図7)では端子①と②の入力電圧の相乗積

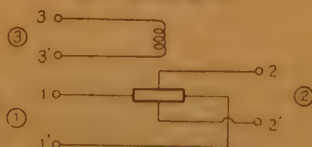


図7 相乗器の動作

に比例した電圧が端子②から取出せるので計算の目的に使用し、また①の端子に一定電流を流した状態で④からの入力を増幅して②から取出すこともできる。また②の端子電圧を③に帰還させて発振も行なえる。

(iv) Gyrator 図8のようにホール素子に一定磁界を作用させた状態で入力電圧 1→1' に対応して出力電圧 2→2' が得られ、逆に 2→2' の入力電圧に対して 1→1' の出力電圧が得られる。この性質は通常の四端子網では起こり得ないいわゆる反可逆性 (Anti-reciprocal) で、このような四端子網が Gyrator である。

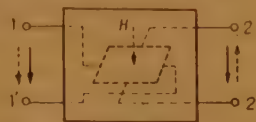


図8 ホール効果 Gyrator

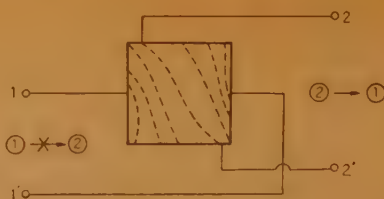


図9 ホール効果 Isolator

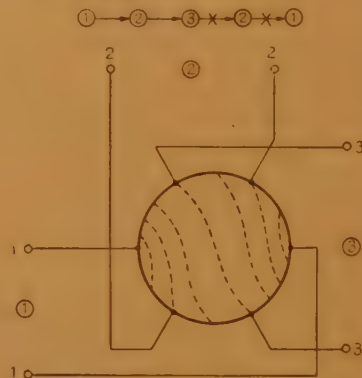


図10 ホール効果 Circulator

(v) Isolator, Circulator 図9の構造の半導体片で端子①に電圧を加えつゝ磁界を作用させている状態では内部の電位分布は点線のようなのである。したがって①→②の伝達を行なわれないが、②→①の伝達が行なわれる。Ge を用いた例で伝達方向の損失は 14 dB、阻止方向の損失は 75 dB という。また図10は Circulator の構造で端子①からの入力は③だけに依って②へは伝わらない。

(vi) その他 平等磁界中に置いたホール発電器の起電力は素子と磁界との角度で変化するので、これを利用した機械-電気変換素子がある。また立体放送受信器に使用して左右からの音声を弁別する用途もある。このほかホール発電器の変形としてリング状半導体片を交差磁界中におき、誘導によって流れる電流と磁界との相互作用を利用して、リングの内外側に起電力を発生させる方式もある⁽⁴⁾。

文 献

- (1) A.H. Wilson: The theory of metals (Cambridge).
- (2) F. Seitz: Solid State Physics, 5, p1090, (1959).
- (3) 酒井: "ホール効果の最近の応用", 電学誌, 79, 8, p 1090, (1959-08).
- (4) A. Coblenz: "Semiconductor compounds", Electronics, p 1440, (Nov. 1957).
- (5) W.J. Grubbs: "Hall effect devices", B.S.T.J. p 854, (May 1959).
- (6) R.P. Chasmar et al: "An electrical multiplier utilizing the Hall effect in indium arsenide", Electronic Engng. 30, p 661, (1958).
- (7) W.J. Grubbs: "The Hall effect circulator", I.R.E. 47, p 528, (1959).
- (8) R.G. Rohl: "Hall effect measurement in semiconductor rings", R.S.I. 30, p 783, (1959).

4. トランジスタおよびダイオードの信頼度

UDC 621.383.3.004.6

4.1 劣化の機構と信頼度*

正員 新美達也 正員 色摩亮次郎

(電気通信研究所)

(1) は し が き

トランジスタが発明されて10年を過ぎ、その性能の目覚ましい発展と共に信頼度も着実に向上して来ている。発明当時は永久的と思われたトランジスタの寿命は、実際に使用してみるとかなり短いことがわかった。この原因はほとんどトランジスタを形作る結晶の表面状態の変化によることが、半導体表面の研究の結果明らかになり劣化の機構もほぼ推定されるに至った。さらに、それらの研究の結果として高信頼トランジスタを得るためには、素子の設計をするに当って、表面の構造を充分考慮することが重要な問題となってきた。

(2) 信頼度の定義⁽¹⁾

部品の信頼度は時間の関数として考えた場合に、いろいろな電気的および周囲条件のもとで、その部品が満足な動作をする確率として定義される。実際にはこれを不良率とか残存率の形で表わすことが多い。

一般にある

特性値の時間的変化は図1のように表わされる。同図

(a) 中 D はある特性 X の値の最初のばらつきで、その上限は製品として許しうる上限に対し M はそれが回路上に用

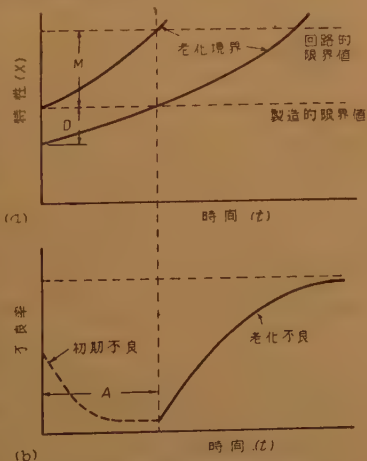


図1 部品の典型的劣化曲線

いられたとき満足な動作をなし得る範囲であって、そ

の上限は回路的に使用しうる限界値である。同図 (b) はこれを不良率で示したもので、初期不良と老化不良に分けられる。初期不良はさらに破壊の不良と誤使用不良に分けられる。信頼度が高いということはこの初期不良期間 A がないか極めて短いこと、そして老化不良の割合が極めて小さいことをいう。すなわち信頼度は特性のばらつき (均一性)、特性の劣化 (狭義の寿命特性) および、温度、湿度、振動などに対する強さ (耐環境性) によって決められる。

(3) 信頼度を左右する因子

トランジスタの信頼度は他の部品以上に使用条件や環境により左右される。

この信頼度を左右する因子を列挙するとつぎのようである。

- 内部条件** a. 特性のばらつき, b. 動作条件
c. 使用条件 (使用目的)
環境条件 d. 温度, e. 湿度, f. 放射線,
g. 機械的条件 (振動, 衝撃等)
h. その他 (光, 雪など)

つぎに、これらの内容を簡単に説明する。

(a) 特性のばらつき⁽²⁾

トランジスタはこれを形作る結晶内の極めて微量の不純物が問題となる半導体素子であるために、その諸特性を量産的に均一に保つことは真空管よりも困難で、特性のばらつきはまだ相当に大きい。たとえば高信頼真空管の相互コンダクタンスのばらつきは通常 $\pm 10\%$ に過ぎないが、これに相応するトランジスタの電流増幅率 (エミッタ接地) のばらつきは、市販品よりかなり厳格な規格をもうけてえらんだものでも $\pm 50\%$ 以上もある。

同一条件のもとで製造されたもののある特性値 (たとえば、シャ断周波数など) で選別して別名をつけている場合もある。この点は今後の製造技術の改良でまだまだ改善されるものと期待されるが、一方使用回路上からも、特性のばらつきが問題にならないような工夫をすることが重要であろう。

* 4.—Reliability of Transistors and Diodes.
4.1—Reliability and Mechanism of Deterioration.
By TATSUYA NIIMI and SUKEJIRO SHIKAMA,
Members. (Electrical Communication Laboratory,
Tokyo). [資料番号 4645]

(b) 動作条件

トランジスタに流す電流、電圧およびエミッタやコレクタなどの損失などの限界値は絶対最大定格値として定められている。ここで絶対最大定格とは特性および寿命を保証するために超えてはならない最大定格値であって最大定格値として定められているものはトランジスタ各部の電流、電圧、損失のほか、接合温度、熱抵抗、および保存温度などがある。これらのうち特に重要なものは最大コレクタ電圧 V_{CM} 、最大コレクタ電流 I_{CM} 、最大コレクタ損失 P_{CM} 、最大接合温度 T_{JM} 、および最大

熱抵抗 θ_M の関係である。図2にこれを示す。これらの最大定格値は同時に全部が満足されることは保証されていないから充分余裕を持った使い方をすべきである。この一つの目安として温度によってコレクタ抵抗が図3に示すように変化する点に着目して、コレクタ抵抗が急激に減少する温度を最大動作接合温度と定めて、それ以下で使用するべきことが提案されている⁽⁴⁾。これによると (Ge では 55°C 、Si では 225°C が使用限界接合温度になる。高電力トランジスタでは熱抵抗のばらつきが問題になる⁽⁴⁾。

最大コレクタ電圧は普通ベース接地に対するものが規格化されており、エミッタ接地で使用する場合には、その最大コレクタ電圧は $V_{CEM} \approx V_{CBM} \sqrt{1 - h_{fb}}$ ($0 \leq I_B \leq I_c / h_{fb}$)* によって与えられ⁽⁵⁾、前者よりはるかに小さくなるので注意を要する。

(c) 回路条件

使用目的と回路条件によってトランジスタの信頼度が左右されることは真空管などの場合と同じである。

ベル研究所のP形搬送の例ではトランジスタの電流増幅率の低下が搬送周波数の発振器で起こると全方式がだめになるが、普通の増幅回路で起った場合は信号レベルの低下に止まり、コレクタ接地あるいは負帰還増幅器の場合ではほとんど影響がなかったことが報告されている⁽⁶⁾。使用回路では電子計算機のような大信号のパルスの使用の場合、普通の小信号の増幅などの場合よりも劣化が早いことが報告されているが⁽⁷⁾、本質的に差異があるかどうかは今後研究さるべき重要な問題である。

(d) 温度

トランジスタの使用限界温度については前に説明したが、トランジスタの劣化自体も温度が高くなると非常に早くなる⁽⁸⁾⁽⁹⁾。図4にわれわれの試験結果の1例を示す。これから平均寿命 L (時間)

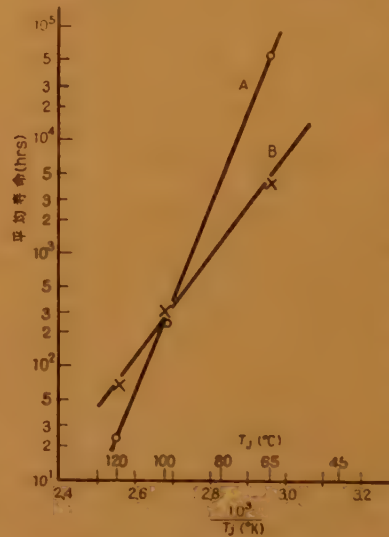


図4 トランジスタの寿命と温度の関係

と接合温度 T_J (K) の間には $\log L = A - B/T$ (A, B は定数) の関係がみられる。

(e) 湿度

湿気は温度以上にトランジスタの劣化を促進することは良く知られており、破壊的不良の主要原因の一つである。このため防湿封じについての改良が行なわれ、初期のはんだ封じは現在圧入封じ、抵抗溶接封じにおきえられ、さらに冷間圧接封じが用いられるようになっている⁽¹⁰⁾。封じのリークは 10^{-11}cc/sec 以下

* ただし V_{CEM} 、 V_{CBM} はそれぞれエミッタ接地およびベース接地での最大コレクタ電圧、 h_{fb} はベース接地での電流増幅率、 I_b はベース電流、 I_c はコレクタ遮断電流である。

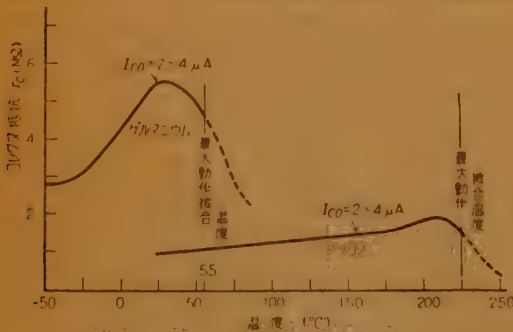


図3 温度によるコレクタ抵抗の変化

であればほぼ問題ないと考えられる。この検査にはアイソトープを応用し、 10^{-13} cc/sec まで検出できる装置が実用化されている。

(f) 放 射 線

原子力応用の開発と共にトランジスタへの放射線による影響が重要な問題としてとりあげられるようになった^{(11)~(14)}。問題となるのは中性子と γ 線照射の場合である。照射の影響には一時的に雑音が増えたりするものと、永久的に素材結晶の伝導形を変換してしまうものがある。Si は Ge よりも永久破壊を受け易く、また同じ Si トランジスタでもその製法によって受ける影響が異なること、一般的には漏えい電流が増加し、電流増幅率が劣化することなどが知られている。

(g) 機械的条件、その他

航空機とか車両無線等に使われる場合には、振動、衝撃等が問題になるが、トランジスタは小形軽量であるから、これらの機械的条件には強いと考えられる。その他の問題としいは雷による電撃がある。これにはアレスタを考えるべきである。

(4) トランジスタ寿命の実体

現在のトランジスタの寿命は初期のものに比べて極めて長く、この点格段の進歩がなされた。つぎに幾つかの実例を示す。

(i) 1955 年製の国産低周波トランジスタは 20°C での動作寿命試験で平均寿命が 7,650 時間であったが、1956 製についての同じ試験では 1 年間で 50 本中 1 本劣化したのみである⁽⁸⁾。

(ii) 電電公社で短距離搬送に使用したものの平均寿命は、初期不良を除いたものについては拾数万時間と推定される。

(iii) ベル研究所の Card translator は 96 本のトランジスタを使って 16,800 時間無事故であった。すなわち 1,000 時間当りの不良率は 0.06% 以下である⁽¹²⁾。

(iv) 1 Mc のデジタル計算機 Tradic は 684 本のトランジスタを使用して 5,040 時間までに 4 本劣化した。1,000 時間当りの不良率は 0.16% である⁽¹⁵⁾。

以上のように電子計算機ではトランジスタを用いた場合 1,000 時間当りの不良率は約 0.1% 程度とみられるが、これに対し真空管を用いた場合には 1,000 時間当りの不良率は 1.5~2% で、特に高信頼管を用いたものでも 0.5% 程度である。これらのことからトランジスタの信頼度は適切な使用条件のもとでは真空管よ

りはるかに高いと見て良いだろう。ただし海底中継用真空管は 1,000 時間当り 0.03% 以下であることが保証されており、トランジスタでもこのような用途に充分使用できるものが近く実用化されるものと思う。

(5) トランジスタの劣化機構

(a) 劣化現象

筆者らは初期市販トランジスタの寿命試験を行なって劣化現象としてつぎのことを明らかにした⁽¹⁶⁾。(i) エミッタ接地電流増幅率 (h_{fe})、コレクタ抵抗 (r_c) は時間と共に低下し、エミッタ抵抗は反対に増大する。(ii) コレクタシ断電流 (I_{co}) と雑音指数 (NF) の変化は最も大きく両者共同一傾向である*。(iii) ひずみ率、利得 (ベース接地) およびアルファシ断周波数は余り変化しない。(iv) コレクタ容量はほとんど変化しない。(v) 劣化したトランジスタは表面を再エッチングすると完全に回復する。これらの劣化現象は他の報告とも一致している⁽⁶⁾⁽⁷⁾。すなわち最も変化する特性は、 h_{fe} 、 r_c (出力コンダクタンス h_{ob} でも表わす。 $h_{ob} \approx 1/r_c$)、 I_{co} および NF である。これらがどの程度変化するかを低周波低電力用の合金接合トランジスタを温度 80°C 、湿度約 100% 中に 1,000 時間放

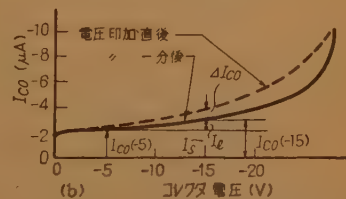
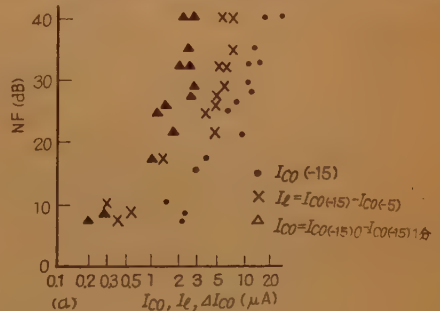


図 5 (a) 雑音指数と I_{co} 、 I_c 、 ΔI_{co} の関係
(b) コレクタシ断電流の成分説明図

* 図 5 (b) に示すように I_{co} は飽和電流成分 (I_s (低いコレクタ電圧での I_{co} はほぼ飽和電流成分とみなされる。)) と漏えい電流成分 (I_l) およびクリープ成分 (ΔI_{co}) (クリープの方向は図では負の場合を示したが正の場合もある) におかれるが、これらは相関連して増大して同図 (a) に示すように雑音に影響を与える。

置した場合について表1に示す。

表1 トランジスタパラメータの変化率 10 本平均

特 性	$I_{Eo(-8)}^{**}$ (%)	$I_{Eo(-8)}^{**}$ (%)	$R_L(I_L)^{**}$ (%)	h_{fe} (%)	h_{ob} (%)	NF (%)
トランジスタ A	-44	+58	-66	+26	+35	+4 dB
トランジスタ B	+16	+3	-28	+12	-1	-0.5 dB

* $I_{Eo(-8)}$ エミッタ・遮断電流。

** R_L は I_{Eo} のリーク分を抵抗で表わしたもので、これに対し $I_{Eo(-8)}$ は I_{Eo} の飽和電流成分 (I_s) に相当する。

トランジスタ A と B では h_{fe} の変化が反対になっているが、これは B の方が後で説明する表面酸化処理を行なっているためである。

初期不良として現われるものには、リード線断線、および封じ不良がある。リード線断線はしばしば成長接合形のベース・ボンディング不良の場合にあらわれる。ボンディング方法の改良でこれをさげ得たことが報

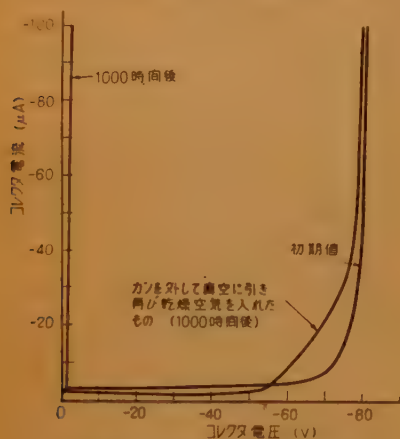
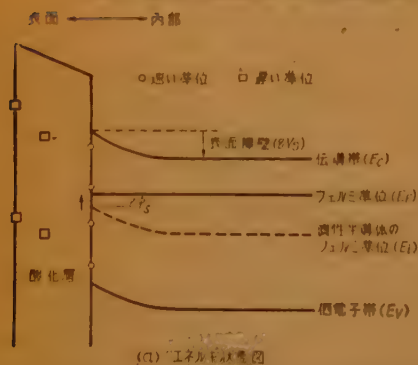
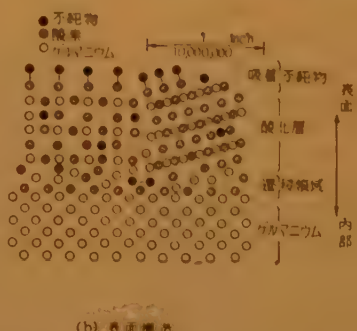


図6 封じ不良による I_{Eo} 特性劣化例



(a) エネルギー準位図



(b) 表面準位図

n 形半導体であるが表面準位のために表面障壁が生じ、表面は内部より p 形の方に傾いている。この傾きの程度は表面電位 $\phi_s = \frac{1}{q}(E_F - E_i) + V_s$ (q は電子の電荷) で与えられる。表面は $\phi_s = 0$ のとき真性、(+) のとき n 形、(-) のとき p 形となる。

図7 ゲルマニウムの表面状態

告されている⁽¹⁸⁾。封じ不良の場合には湿気の浸入によって急激に I_{Eo} が増加し、破壊電圧 BV_{Eo} も急減し雑音も著しく増す。図6に封じ不良による I_{Eo} 特性の変化を示す。図6のように封じ不良によるものはある時間後に I_{Eo} は皆増するが、カンを外して真空中に入れただけで特性は元に戻ってしまうのが特徴である。

(b) 劣化原因

以上説明した劣化現象をさらにほり下げてみると、

(i) I_{Eo} 中の飽和電流成分 I_s と電流増幅率 h_{fe} の変化、(ii) I_{Eo} 中の漏れ電流成分 I_L と雑音指数 NF の変化および (iii) 破壊電圧 BV_{Eo} の変化の三つに分けて考えることができる。これらはいずれもトランジスタの表面の性質によってその値を左右される量であって、(i) は表面再結合速度、(ii) は表面漏れ電流および (iii) は表面破壊電圧の変化で説明できる。

半導体の表面状態は、多くの人々の研究の結果⁽¹⁹⁾⁽²⁰⁾、図7に示すようになってきているものと考えられている。すなわち Ge や Si で作ったトランジスタの表面はエッチングで奇麗にしてはいるが、完全に清浄な表面にはならないで図7(b)に示したように酸化層ができています。この酸化層は半導体上に非常に密に形成されているのではなくシリカゲルのように多孔性で、その中に水とか金属イオン等の不純物を吸収し表面を n 形にも p 形にもなし得るといわれている⁽²¹⁾。これらの作用によって半導体表面には図7(a)に示すように電子または正孔を捕えたり、放出したりすることのできる表面エネルギー準位が形成される。

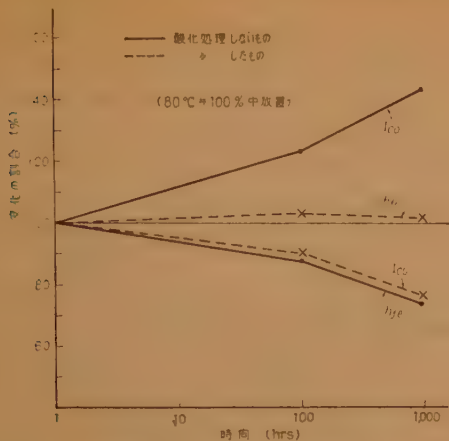
この表面準位には2種類の別があり、一つはこの準位を通しての電子と正孔のやりとりがすみやかに

($\approx 10^{-8}$ 秒以下) 行なわれる

速い準位 (fast state) とよばれるものと、それかゆっくり (秒から分の程度) 行なわれる遅い準位 (slow state) の二つがあり、前者は半導体と酸化層の中間層に後者は酸化層内部や主にその表面にあると考えられている。つぎにこれら半導体表面の性質を用いて前述の劣化現象を説明しよう。

(i) I_s と h_{fe} の変化

半導体表面に速い準位があ

図8 I_{co} および h_{fe} の変化

るとそれを介して電子と正孔の再結合（または生成）が行なわれる。この再結合による電流 I_r は、 $I_r = s A_s$ で与えられる。ただし A_s は半導体表面における少数キャリア密度、 s は再結合速度、 A_s は再結合の行なわれる面積である。表面で再結合があると pn 接合では、その飽和電流 (I_s) は I_r だけ増加し、トランジスタで考えた場合にはベース領域内で失われる少数キャリアの数が増えるので電流増幅率が減少する⁽²²⁾⁽²³⁾。実際に取扱う範囲では $I_{s0} \propto s^{0.5 \sim 1.0}$ 、 $h_{fe} \propto s^{-1}$ なる関係が得られる。図8は 80°C、100% の高温、高温中での放置寿命試験中における低電圧での I_{co} (I_s に相当する) および h_{fe} の変化曲線の代表的な例で I_{co} と h_{fe} の変化の関係が良く示されている。ここで注目されることはそれらの変化がほぼ時間の対数に比例していること、表面酸化を施したものはエージング効果で特性が良くなることである。では何故このような時間的変化をするかは s の変化を考えればかなり明らかにされる。

表面再結

合速度 s は、温度一定の場合、速い準位の密度、エネルギーレベル、表面準位および衝突断面の関数で、これらはいずれも酸化物層の

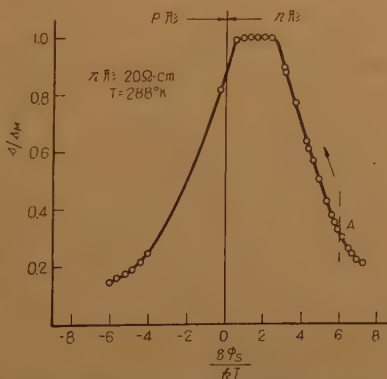


図9 表面再結晶速度と表面電位の関係

厚さや構造、表面処理の仕方などに関係して非常に異なってくる。図9は表面電位 ϕ_s (図7参照) によって s がどのように変化するかを示したもので、 ϕ_s のある値付近で s は最大になり、 ϕ_s がそれより p 側、 n 側いずれの方向に動いても s は減少する⁽²⁴⁾。 s がトランジスタの寿命中にどのような因子が変わるために変化するかはまだ良く解析されていないが、図9の s と表面電位 ϕ_s の関係から図8に示した実線の I_{co} と h_{fe} の変化はある程度説明することが可能である。それには、まず普通の方法（たとえば No.5 エッチ (40 cc HF, 6 cc H₂O₂, 24 cc H₂O) など) でエッチングされた Ge 表面はその上に GeO 層ができて強く n 形になっているが、強く酸化された表面には GeO₂ 層ができて、性質が p 形の方に移って行くということを知っている必要がある⁽⁹⁾⁽²⁵⁾。普通にエッチした表面は、酸素中におくとその酸化の割合は室温付近では時間 t の $1/3$ 乗または $1/2$ 乗に比例する⁽⁹⁾⁽²⁶⁾⁽²⁷⁾。したがって普通にエッチングしてできた製作直後のトランジスタのベースの結晶の表面は n 形で ϕ_s は図9の A 点で示したようなところにあり s は小さく、その結果トランジスタの I_s も小さく、 h_{fe} は大きい。

使用に当たって表面に徐々に酸化物が成長すると表面は p 形 (図中矢印の方向) になるため s は次第に増加するので I_s が増加し h_{fe} は低下する。表面電位が変化する他の例として酸化層表面上へのイオンの吸着がある。水は \oplus イオンとして吸着しそれによって表面は n 形に、反対に酸素やオゾンが \ominus イオンとして吸着し表面を p 形にする。したがって使用中にこれらイオンの吸着がおこると ϕ_s が変わり s の変化がおこる。したがって I_s や h_{fe} が変わることになる。水と酸素の影響については真空ベーキングを施したものについて詳しく調べられている⁽²⁸⁾。表2はその結果である。この結果に対してはこれまでのべた説明ではこの中の pn 形に対する水の場合しか説明できない。 I_s と h_{fe} ($\div \frac{h_{fe}}{1+h_{fe}}$) とが同じ傾向に変化する理由は現在はいきりしないが、後で説明するように表面に反

表2 トランジスタに対する水と酸素の影響

特 性	O ₂		H ₂ O	
	npn	pn	npn	pn
V_B	↓	↑	↑	↓
I_s	↓	↑	↑	↓
h_{fe}	↓	↑	↑	↓

注 矢印はそれぞれのふん囲気にならしたとき特性の変化する傾向を表わす。↑増大、↓は低下を表わす。

転層ができて接合面積が変化したためともみられる。

また表面酸化を施したトランジスタにみられるエージング効果の原因は良くわからないけれども，酸化処理中に酸化膜の中に入った不純物などがとれて表面再結合速度が小さくなるためではないかと考えられる。

この外ゲルマニウム *pnp* 合金接合トランジスタで高温状態から室温に戻したときに h_{fe} が時間と共に 48 時間位の間徐々に約 20% 減少し一方 I_{co} は増加する現象があり，これでは 48 時間効果と呼ばれている⁽²⁴⁾⁽²⁵⁾。これはトランジスタのケース内に閉じ込められている微量の水分が酸化物中に吸着，脱着して s を変えるために生じるもので，吸湿剤を入れるか，真空封じを行えば防ぐことができる。

以上のように I_c および h_{fe} の変化には半導体表面の酸化層の生成および吸着不純物イオン等による表面再結合速度の変化が主役をなしている。

(ii) I_L と NF の変化 コレクタシヤ断電流は理論的には *pn* 接合の飽和電気成分のみであるが実際には飽和しない漏えい電流成分 (I_L) がある。(ただし Si の *pn* 接合では接合内部の空間電荷領域内でのキャリアの生成のために電圧の 1/3 乗成分がある。) この I_L の増加が前

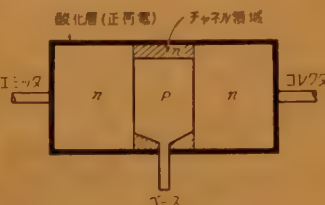


図10 チャンネル効果

に説明したように寿命上大きな問題となる。 I_L の主な原因としては①チャンネル伝導，②水の吸着層を通してのイオン伝導，③水の吸着層を通しての正孔伝導の三つが挙げられる⁽²⁶⁾。このうち大きなものはチャンネル伝導である。これは図10に示すようにベース表面に生じたいわゆる逆転層を通しての伝導で，それだけ接合面積が増したことに相当する。このようなチャンネル電流はチャンネルの長さが電圧によって変化するために電圧の対数に比例して変わる。②のイオン伝導は水が表面に3分子以上吸着したときに生じ，封じ不良などで水分がかなり浸入したときなどに問題になる。③の正孔伝導は表面に吸着した水分または他の吸着ガスが遅い準位を形成してこれを通しての正孔伝導があるというもので， I_{co} 特性中に良くみられるクリープ現象と関係があるので重要である。チャンネルの形成はこの外トランジスタのエミッタ，コレクタ間短絡や利得低下の原因にもなる。

つぎに雑音の変化であるが，低周波の $1/f$ 雑音は

I_L に比例して発生するので⁽²⁷⁾当然 I_L の増大とともに雑音も増すことになる。また雑音は I_L のクリープ量と共に大きくなるが，これは前述の遅い準位の変動によるものと考えられる⁽²⁸⁾。

なお雑音に関しては次章を参照されたい。

(iii) BV_{co} の変化⁽²⁹⁾ 図11のように逆電圧を印加した *pn* 接合の表面には強い外縁電界がかかり，

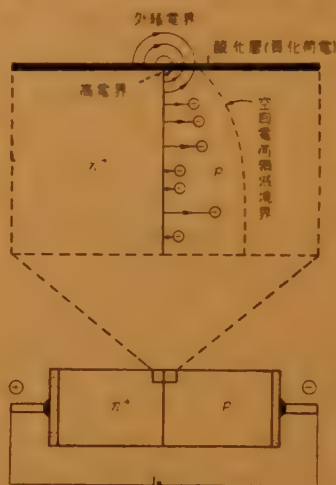


図11 表面破壊の機構

表面で絶縁破壊を生じるようになる。これは表面が内部よりも抵抗が下がった場合 (*n* 形ベース上に水が吸着したとき) で，これと反対にベース表面上にチャネルを生じる場合には表面破壊は起こりにくくなる。表2の水と酸素による

BV_{co} の変化は良くこれで説明できる。したがって表面処理や使用中の表面状態の変化によって BV_{co} が変化することになる。実際のトランジスタの破壊電圧は内部よりもこの表面破壊によって支配されている。

(c) 劣化対策

以上の説明から劣化対策は自らトランジスタ表面の安定化にあることが明らかである。そこで安定化の条件として，(i) 表面再結合速度を小さくし，表面の電気的性質を周囲条件の変化に鈍感ならしめること。(ii) チャンネル伝導やイオン伝導を生ぜしめないようにすること。(iii) 遅い準位を生ぜしめないようにすること。(雑音をなくするため)。(iv) ベース表面抵抗を下げないこと。となるがこれらの中には表面の物理的な性質を考えるとお互いにむじゅんするものもあるので，最も重要なものを安定化するようにすべきである。 s を小さくして安定化する方法としては図9からもわかるように表面を強く酸化して *p* 領域に持っていくことが考えられる⁽³⁰⁾。これはエッチング条件によって非常に左右される。たとえば銅，アンチモン，および銀の金属塩の極微量の入った水につけると *n* 形表面が *p* 形表面になり s の値は 20 cm/sec 位で普通のものの 1/10 になる⁽³⁵⁾。この外には高温にして真

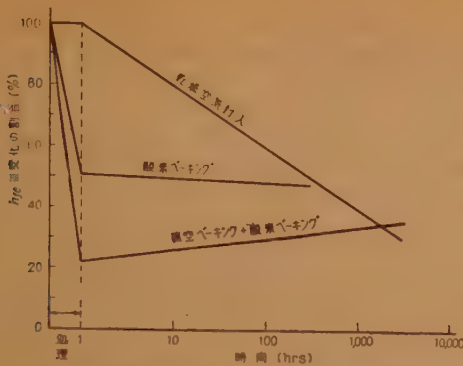


図12 表面処理による h_{FE} 変化の比較
(変化傾向をある程度図式化してある)

空ベキングまたは酸素ベキングを行なうとよい。ことに Si では 920°C の高温で酸素ベキングを施した結果非常に安定なものが得られたといわれる⁽²¹⁾。その中で注目されるのは酸化層が厚くなると実質的に遅い単位がなくなるため $1/f$ 雑音が 30 サイクル以上ではみられないということである。図 12 は筆者らの研究結果の一部であるが真空ベキングを行なうと特性が初めに劣化し過ぎるので、適当な酸素ベキングが最も好ましいと考えられる。このように表面を p 形にすると pnp トランジスタでは表面にチャンネルができることになるので、これによる制限が問題になる。一方表面破壊の点では良いことになる。

表面安定化のもう一つの方法として構造的に表面部分をその内部に比べて非常に小さくすることが考えられる。Surface-immune 形はこの一つのあらわれとみてよいだろう。

このようにトランジスタの設計には最初から表面状態を考慮して表面構造を定めるところまで持って行くのがよいであろう。なお封じ不良などの初期不良をなくするよう対策をたてることはもちろんである。

(4) あ と が き

以上主要な点はゲルマニウム・トランジスタについて説明したが、シリコン・トランジスタについても同様と考えられる。Ge と Si ではどちらがより信頼度が高いかということも問題であるが、まだ充分比較できるデータがないのではっきりいえない。けれども Si は高温まで使えることは別としても、表面酸化物の SiO_2 が Ge の GeO_2 に比べて安定であるので Si の方が信頼度は高いものと考えられる。この外寿命試験法については紙数がないので割愛したが初期不良を早期に見出す試験および寿命推定法が重要である。またダ

イオードについては特に説明しなかったが、上の説明がダイオードにもあてはまることはいうまでもない。

今後トランジスタの表面処理技術がさらに開発、確立されて発明当時の夢であった半永久的な寿命が得られるようになるのも近い将来のことと思われる。

文 献

- (1) H.E. Corey : Transistor Technology 1, p 609, D. Van Nostrand, New York. (1959).
- (2) R.E. Moe : Electronic Industries, 18, p 58, (1959)
- (3) J. Mandkorn : Proc. Transistor Reliability Symposium, p 65, New York University Press. (1956).
- (4) B. Reich : ibid, p 16,
- (5) 田子島, 中野 : 昭 33 連大, 972.
- (6) F.R. Stansel : Proc. Transistor Reliability Symposium, ibid. p 48, p 407,
- (7) 垂井, 鳴神 : 昭 34 連大, 960.
- (8) 菊池 : 信学誌. 41, p 407 (昭 33-04)
- (9) J.T. Wallmark : RCA Rev. 18, p 255 (1957).
- (10) R.W. Westberg, T.R. Robillard : 1957 I.R.E. Wescon Conv. Rec. Part 3, p 14 (1957).
- (11) G.L. Keister, H.V. Stewart : I.R.E. 45, p 931, (1957).
- (12) R.C. Gillis, J.W. Tarzwell : 1957 I.R.E. Wescon Conv. Rec. Part 3, p 48 (1957)
- (13) G.C. Messenger, J.P. Spratt : I.R.E. 46, p 1038 (1958).
- (14) 小松原, 芝池, 犬石 : 昭 34 連大, 913.
- (15) S.E. Pettrillo, H. Moss : Proc. Transistor Reliability Symposium, p 3 ibid.
- (16) 色摩 : 昭 32 連大, 782.
- (17) 菊池, 垂井, 鳴神 : 電試研報, No.555.
- (18) I.C. Savadlis : Proc. Transistor Reliability Symposium, p 108, ibid.
- (19) R.H. Kingston, J.A. Phys. 27, p 101 (1956).
- (20) C.G.B. Garrett : Bell Lab. Rec. 35, p 466 (1957).
- (21) M.M. Matla, E. Tannenbaum, E.J. Scheibner : B.S.T.J. 38 p 749 (1959).
- (22) W.M. Wekster : I.R.E. 43, p 277 (1955).
- (23) W.H. Webster : I.R.E. 42, p914 (1954).
- (24) A. Many, E. Harnik, Y. Margoniski : Surface Physics, p 85, University of Pennsylvania Press (1957).
- (25) S.G. Ellis : J.A. Phys. 28, p 1262 (1957).
- (26) J.T. Law, P.S. Meigs : Surface Physics, p 383 University of Pennsylvania Press (1957).
- (27) M. Green, J.A. Kafals, P.H. Robinson : ibid, p 349.
- (28) A.J. Wahl, J.J. Keleimack : I.R.E. 44, p 494 (1956).
- (29) J.T. Wallmark, R.R. Johnson : RCA Rev. 18, p 512 (1957).
- (30) J.T. Law : Semiconductors, p 676, Reinhold Publishing Corp. New York (1959).
- (31) 犬石, 小松原, 橋本 : 物理学会分科会予, p 199 (昭33).
- (32) A.L. Mc Whortor : Surface Physics, p. ak-2 p207,
- (33) C.G.B. Garrett, W.H. Brattain : J.A. Phys. 27, p 299, (1956),
- (34) N.P. Burcham, Others : Transistor Technology, III, p 175, ibid.
- (35) S.R. Morrison : Second Semiconductor Surface Physics Program p. ak-2 (1959).
- (36) H. Nelson : RCA Rev. 20, p 222 (1959).

4.2 雑音の発生機構*

正 員 滝 保 夫

(東京大学工学部)

(1) は し が き

トランジスタの雑音は大別するとショット雑音とフリッカ雑音の二種になる。ショット雑音は真空管のそれと同じく、トランジスタ内の電流がキャリア粒子によって運ばれ、その注入、拡散、再結合等の過程において各キャリアがそれぞれ独立な粒子として行動するために起こる電流の動揺である。フリッカ雑音は主として低周波数において観測され周波数に逆比例する性質を持つ雑音の総称である。トランジスタの発達の初期においてはその雑音の大きいことが欠点とされてきた。しかしその製作技術の改良進歩と共にフリッカ雑音は非常に小さくなり、またショット雑音については van der Ziel, Strutt らを中心とした最近の研究によりその理論的開明が進んだため、回路の設計さえ適当に行なえば真空管に劣る低雑音指数の増幅が可能になって来た。以下接合ダイオードおよびトランジスタの雑音の発生機構の研究について簡単に紹介する。

(2) 低周波におけるダイオードおよびトランジスタのショット雑音^{(1)-(17), (22)}

最初に接合ダイオードを考える。その特性は周知のごとく次式で与えられる。

$$I = I_s(e^{eV/kT} - 1) \quad (1)$$

したがって接合のアドミタンス y は低周波では純コンダクタンスであり、その値は次式のようになる。

$$y = g_0 = \frac{dI}{dV} = \frac{e(I + I_s)}{kT} \quad (2)$$

式(1)においてその第1項すなわち $(I + I_s)$ は順方向に流れるキャリアによる電流、第2項すなわち $-I_s$ は逆方向に流れるキャリアによる飽和電流であり、接合電流 I はこの両者の重ね合わせったものと考えられる。この二つの電流はそれぞれ完全ショット雑音を発生し、しかも両者は互に独立であるからその雑音は相加される結果

$$\begin{aligned} \bar{i}^2 &= 2e(I + I_s)\Delta f + 2eI_s\Delta f \\ &= 2e(I + 2I_s)\Delta f \end{aligned} \quad (3)$$

が接合のショット雑音である。すなわちダイオードはこのような定電流雑音源が接合アドミタンスに並列に

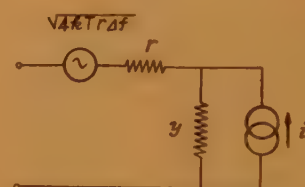


図1 ダイオードの雑音等価回路

接続されたもので代表される。これを図1に示す。接合に直列抵抗 r がある場合には、さらにこの熱雑音を考慮しなければならないので、図1にはこれも合わせて示してある。

つぎに上の結果をトランジスタに拡張して見る。いま $p-n-p$ トランジスタを考え簡単のため電流は正孔のみによるものと仮定する。上と全く同様にしてエミッタ雑音 i_{en} は

$$\bar{i}_{en}^2 = 2e(I_E - 2I_{EE})\Delta f \quad (4)$$

ただし I_E はエミッタ直流電流、 I_{EE} は式(1)の I_s に相当する飽和逆電流である。コレクタにおいては十分大きい逆バイアスが掛けられているので、コレクタからベースへ流入する正孔はないと考え式(3)において $I + I_s = 0$ 、 $I_s = I_c$ と考えれば、その雑音電流は

$$\bar{i}_{cn}^2 = 2eI_c\Delta f \quad (5)$$

で表われる。トランジスタにおいてはそのコレクタ電流 I_c の大部分はエミッタから注入された正孔が拡散してきたものであるから I_c と I_E は独立な電流とは考えられない。したがって i_{en} と i_{cn} の間には相当強い相関のあることが予想される。低周波におけるコレクタ電流を β_0 とすると、エミッタに注入された正孔電流 $(I_E + I_{EE})$ のうち $\beta_0(I_E + I_{EE})$ がコレクタに到達するから、

$$I_c = \beta_0(I_E + I_{EE}) + I_{cc} = \beta_0 I_E + I_{cc} \quad (6)$$

$$I_{cc} = \beta_0 I_{EE} + I_{cc} \quad (7)$$

ただし I_{cc} はコレクタ接合で式(1)の I_s に相当する飽和電流である。上述のごとくエミッタとコレクタ電流の中 $\beta_0(I_E + I_{EE})$ が共通部分であるからその相互相関は

* 4.2-Noise Sources. By YASUO TAKI, Member (Faculty of Engineering, University of Tokyo, Tokyo) [資料番号 4646]

$$\overline{i_{en}^* i_{cn}} = 2e\beta_0(I_E + I_{EE})\Delta f \quad (8)$$

で与えられる。電流に電子電流が含まれている場合にも式(4)(5)は変わりがないが、電子はベース内では多数キャリアであり、したがってエミッタとコレクタに共通に流れる電流は正孔のみと考えられるから、式(8)では β_0 の代わりに α_0 を考え、

$$\overline{i_{en}^* i_{cn}} = 2e\alpha_0(I_E + I_{EE})\Delta f \quad (9)$$

となる。エミッタからコレクタへの伝達アドミタンスを y_{ce} とすると低周波では

$$y_{ce} = y_{ce0} = \frac{\partial I_c}{\partial V_e} = \alpha_0 \frac{e(I_E + I_{EE})}{kT} \quad (10)$$

と表われるから式(9)はつぎのようにも書ける。

$$\overline{i_{en}^* i_{cn}} = 2kTg_{ce0}\Delta f \quad (11)$$

(3) 高周波への拡張

上述の理論は低周波でのショット雑音を良く表わすが高周波になるとエミッタ・アドミタンス y_e 、伝達アドミタンス y_{ce} 等がすべて複素量になり先の理論は成立しなくなる。van der Ziel, Becking⁽¹⁹⁾⁽²⁰⁾⁽²¹⁾⁽²²⁾, Uhler⁽¹⁶⁾, Guggenbuehl, Strutt⁽¹³⁾⁽¹⁷⁾, 等がこの方面の研究を進めた結果、高周波でも成立する一般式の導出に成功した。ダイオードについては式(3)の一般形として次式が成立する。

$$\overline{i^2} = 4kTg\Delta f - 2eI\Delta f \quad (12)$$

ただし g は接合アドミタンスのコンダクタンス分、 I は直流電流である。トランジスタについても同様、

$$\overline{i_{en}^2} = 4kTg_e\Delta f - 2eI_E\Delta f \quad (13)$$

$$\overline{i_{cn}^2} = 2eI_c\Delta f \quad (14)$$

$$\overline{i_{en}^* i_{cn}} = 2kTy_{ce}\Delta f \quad (15)$$

が与えられる。低周波については g は式(2)に等しくこの値を式(12)に代入すると式(3)になるから、式(12)は低周波の場合をも含んだ形ということができる。以下 van der Ziel & Becking⁽²²⁾の粒子の考察にしたがい、これらの式の導出を簡単に紹介しよう。まずダイオードについて考え、最初は正孔のみを考えておく。いま接合に流れる電流を図2に示すごとく3つのグループに分けて考察する。第1のグループは p 領域から n 領域に注入されそこで再結合する正孔でそれによる電流は $I + I_s$ に等しく、これによって生ずる雑音は $2e(I + I_s)\Delta f$ で

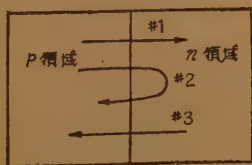


図2 接合部を流れる正孔の分類

ある。接合電圧が変われば直ちに注入電流が変わるから、これにより式(2)の g_0 に等しいコンダクタンスが生ずる。第3のグループの正孔は逆方向飽和電流 $-I_s$ を形成しその雑音は $2eI_s\Delta f$ である。この正孔はアドミタンスには影響しない。第2のグループの正孔は p 領域から n 領域に注入され再び拡散で p 領域に戻るもので、これが接合を通過する際正負1対の微小パルスを発生するから雑音を発生すると同時に高周波ではアドミタンスに影響する。高周波におけるコンダクタンス g と低周波の値 g_0 の差 $g - g_0$ はこのグループの正孔によるコンダクタンス分と考えてよい。ところで拡散は全く熱的な過程であるからこの種の正孔の発する雑音は熱雑音と同じに考えられる。ゆえに、その値は $4kT(g - g_0)\Delta f$ に等しいはずである。したがって各グループの発する雑音成分を相加して、式(2)を使うと式(12)が導かれる。電流の一部が電子で運ばれる場合にも式(12)はそのまま成立する。

トランジスタの場合も上と同様に図3に示すごとく正孔を分類して考察できる。式(13),(14)は式(12)

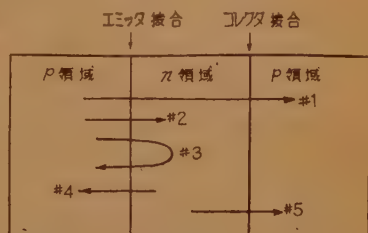


図3 トランジスタ中を流れる正孔の分類

と全く同様にして直ちに導かれる。問題は相関を表わす式(15)である。エミッタとコレクタに共通に流れる電流は第1のグループの正孔で電子は含まれない。雑音の相関も伝達アドミタンスも共にこの正孔から生ずる。エミッタからコレクタへの拡散時間を τ としその分布関数を $h(\tau)$ とすると伝達アドミタンス y_{ce} は次式で与えられると考えてよい。

$$y_{ce} = \int_0^\infty g_{ce0} e^{-j\omega\tau} h(\tau) d\tau \quad (16)$$

一方 i_{en} と i_{cn} の中グループ1の正孔による成分を i_{e1} と i_{c1} とすると i_{e1} は拡散時間だけ i_{c1} より位相が遅れるわけであるから、もし τ が一定ならば $\overline{i_{en}^* i_{cn}} = \overline{i_{e1}^* i_{c1}} = \overline{i_{e1}^2} e^{-j\omega\tau}$ である。 $\overline{i_{e1}^2} = 2e\alpha_0(I_E + I_{EE})\Delta f$ であるから、 τ の分布を考察し、かつ式(10)を使うと、

$$\overline{i_{en}^* i_{cn}} = \int_0^\infty 2kTg_{ce0}\Delta f e^{-j\omega\tau} h(\tau) d\tau$$

これと式(16)から式(15)が導かれる。

以上の結果からトランジスタの雑音等価回路を作ると図4(a)のごとくなる。エミッタ側の雑音電流源を電圧源で置きかえたものが同図(b)である。この場合には e_n と i_n がほとんど独立になるのが特徴である。

以上の結果は幾つかの仮定を含んでいるが、

低レベル注入の Ge トランジスタについては実験^{(13)~(22)}と極めて良好な一致を示している。しかし Si ダイオードおよびトランジスタについては必ずしも実験と一致しない。Schneider と Strutt⁽²³⁾ はその原因を空間電荷層内部で起こる正孔・電子の生成再結合にあると考え、これを考慮した雑音式を導き実験結果を良く説明できると報告している。また高レベル注入のトランジスタでは、やはり実験との不一致が起こり、これは正孔の各粒子がそれぞれ独立であるという仮定が成立しなくなるためであると考えられるが、この方面の理論は未開拓の現状である。

(4) フリッカ雑音

フリッカ雑音については今の所未知の事柄が多い。現在ではフリッカ雑音に表面雑音と漏えい雑音の2種が考えられている。Fonger⁽¹²⁾によれば表面雑音は半導体表面にある“slow” state が原因と考えられる。“slow” state が電子で占有される状態がゆらぐことにより物質の導電率が変動し、これが同時に再結合中心の活動に影響を及ぼし表面再結合速度にゆらぎを起こす。その結果接合電流にゆらぎを起こす。さらに接合の直列抵抗は一般に電流により非常に変化するから上記の電流のゆらぎにより直列抵抗が変動され直流電流による電位降下に変動する。漏えい雑音は接合の周辺

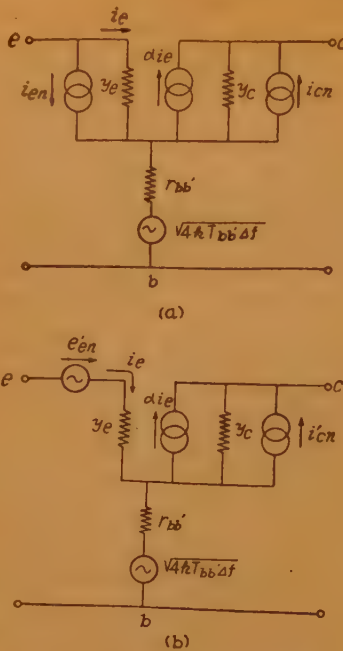


図4 トランジスタの雑音等価回路

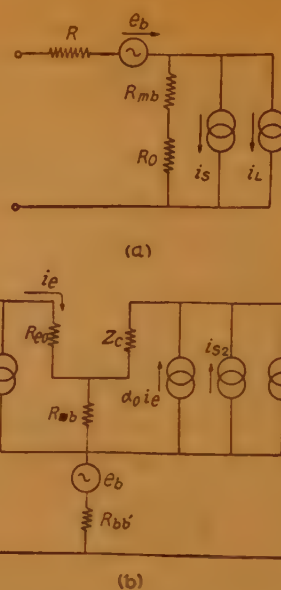


図5 ダイオードおよびトランジスタのフリッカ雑音等価回路

い雑音はチャネルの生成と密接な関係がある。表面雑音は順方向にバイアスされたときに著しく、逆に漏えい雑音は逆方向バイアスの時に大きい。したがってエミッタ側では表面雑音、コレクタ側では漏えい雑音が主要なものとなる。van der Ziel⁽²⁴⁾は Fonger の結果を多少変形して図5の等価回路を導いた。 e_b は表面雑音において直接直列抵抗が変動する効果を表わし、 R_{mb} は $I \frac{\partial R}{\partial I}$ で表わされる量で、表面雑音電流 i_{s1} で抵抗が間接に変調される効果を代表する。 i_L は漏えい雑音源である。これらの研究によってフリッカ雑音も解明の緒についたといえるが、まだ周波数特性の説明等、未知の部分が多い。

(5) あとがき

以上ダイオードおよびトランジスタの雑音の発生機構に重点を置きその現状の一端を紹介した。紙面の都合で雑音指数の問題等は割愛した。

文 献

- (1) R.L. Anderson and A. van der Ziel: "On the shot effect of P-N junctions", Trans. I.R.E. ED-1 p 20, (Nov. 1952).
- (2) R.L. Petritz: "On the theory of noise in P-N junctions and related devices", I.R.E. 40, p 1440, (Nov. 1952).
- (3) R.L. Petritz: "On noise in P-N junction rectifiers and transistors, I", Phys. Rev., 91, p 204 (July 1953).

- (4) F.L. Lummis and R.L. Petritz: "On noise in $P-N$ junction rectifiers, II", *Phys. Rev.* **91**, p 231 (July 1953).
- (5) F.J. Hyde: "Measurement of noise spectra of a point contact germanium rectifier", *Proc. Phys. Soc. B* **66**, p 1017, (Dec. 1953).
- (6) A. Slocum and J.N. Shive: "Shot dependence of $P-N$ junction phototransistor noise", *J.A. Phys.* **25**, p 406, (March 1954).
- (7) A. van der Ziel: "Note on shot and partition noise in junction transistors", *J.A. Phys.* **25**, p 815, (June 1954).
- (8) W. Guggenbuehl and M.J.O. Strutt: "Messungen der spontanen Schwankungen bei Strömen mit verschiedenen Trägern in Halbleitersperrschichten", *Helvetica Physica Acta*, **28**, 7, p 694, (1955).
- (9) W. Guggenbuehl and M.J.O. Strutt: "Experimentelle Bestätigung der Schottky'schen Rauschformeln an neueren Halbleiterflächendioden im Gebiet des weissen Rauschspektrums, *Arch. Elek. Übertragung*", **9**, p 103, (March 1955).
- (10) G.H. Hanson: "Shot noise in $P-N-P$ transistors, *J.A. Phys.* **26**, p 1338, (Nov. 1955).
- (11) W.L. Stephanson: "Measurements of junction transistor noise in the frequency range 7-50 kc/s", *P.I.E.J.E.* **102 B** p 753, (Nov. 1955).
- (12) W.H. Fonger: "A determination of $1/f$ noise sources in semiconductor diodes and transistors, *Transistor. I. Princeton, RCA Lab.* p 239(1956).
- (13) W. Guggenbuehl and M.J.O. Strutt: "Theorie des Hochfrequenzrauschens von Transistoren bei kleinen Stromdichten", *Nachrichtentech. Fachberichte*, N.T.Z. **5** p 30, (1956).
- (14) W. Guggenbuehl, B. Schneider and M.J.O. Strutt: "Messungen über das Hochfrequenzrauschen von Transistoren", *Nachrichtentech. Fachberichte N.T.Z.* **5** p 34 (1956).
- (15) W. Guggenbuehl: "Theoretische Überlegung zur physikalischen Begründung des Ersatzschaltbildes von Halbleiterflächendioden bei hohen Stromdichten", *A.E.Ü.* **10**, p 433, (Nov. 1956).
- (16) A. Uhler: "High frequency shot noise in $P-N$ junction", *I.R.E.* **44**, p 557, (April 1956); **44** p 1541, (Nov. 1956).
- (17) W. Guggenbuehl and M.J.O. Strutt: "Theory and experiments of shot noise in semiconductor diodes and transistors", *I.R.E.* **45**, p 839, (June 1957).
- (18) E.C. Nielsen: "Behavior of noise figure in junction transistors", *I.R.E.* **45**, p 957, (July 1957).
- (19) A. van der Ziel: "Shot noise in junction diodes and transistors", *I.R.E.* **43**, p 1639 (Nov. 1955).
- (20) A. van der Ziel: "Shot noise in junction diodes and transistors", *I.R.E.* **45**, p 1011, (July 1957).
- (21) G.H. Hanson and A. van der Ziel: "Shot noise in transistors", *I.R.E.* **45**, p 1538 (Nov. 1957).
- (22) A. van der Ziel and A.G. Becking: "Theory of junction diode and junction transistor noise", *I.R.E.* **46**, p 589, (March 1958).
- (23) A. van der Ziel: "Noise in junction transistors", *I.R.E.* **46**, p 1019, (June 1958).
- (24) K.M. van Vliet: "Noise in semiconductors and photoconductors", *I.R.E.* **46**, p 1004, (June 1958).
- (25) E.R. Chenette: "Measurement of correlation between flicker noise sources", *I.R.E.* **46**, p 1304, (June 1958).
- (26) B. Schneider and M.J.O. Strutt: "Theory and experiments on shot noise in silicon $P-N$ junction diodes and transistors", *I.R.E.* **47**, p 546, (April 1959).

UDC 621.383.012 : 621.317.3

5. トランジスタの測定法*

正員 垂井 康夫

(電気試験所)

トランジスタの測定法はトランジスタの発展、特に高周波トランジスタの進歩と共に、つぎつぎと新しい方法が考案されつゝある。こゝでは前回の紹介⁽¹⁾からあまり進んでいない部分については参照するに止めて、近年特に発達した高周波の部分に重点をおいて説明することにする。

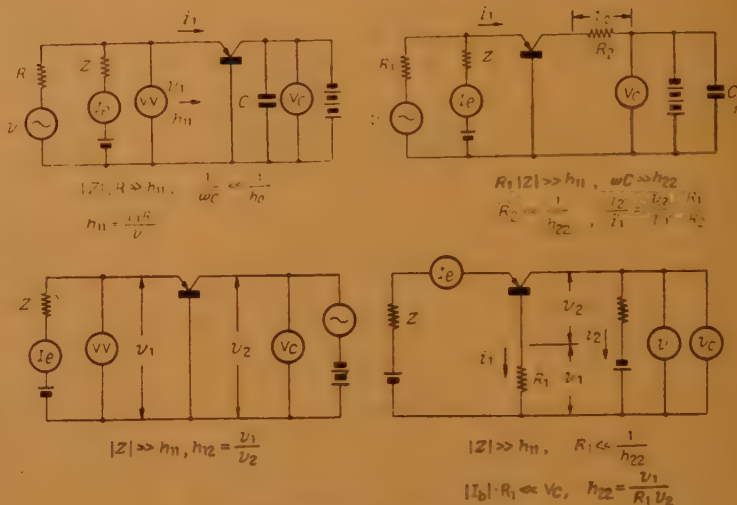
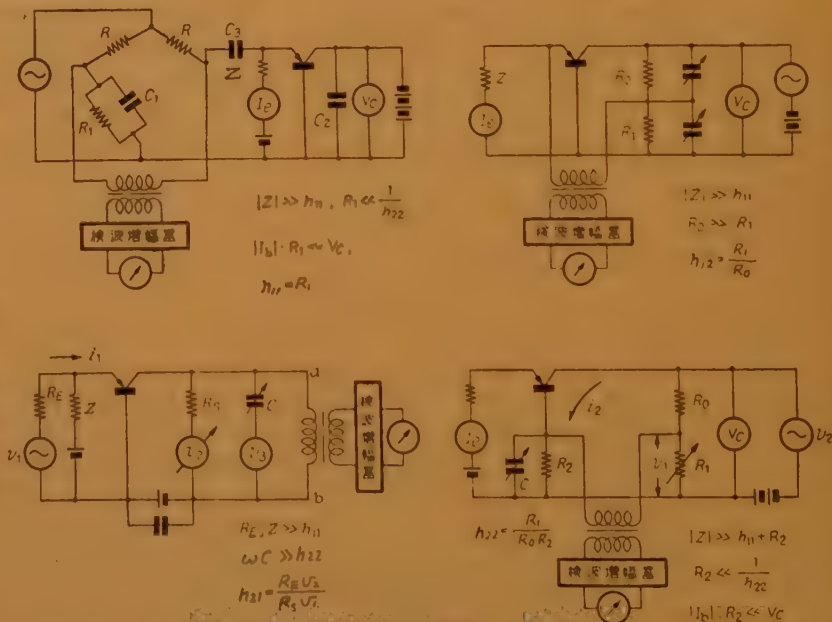
(1) 静特性測定

静特性は入力、出力の直流電圧、電流の4つの量の関係の一つの量を一定に、いま一つをパラメータとして示すもので⁽²⁾、オシロスコープに直視する方式も多く商品化され、測定器自身にトランジスタを用いることによって10A程度の下電流まで直視できるようになっている。

一方、シリコントランジスタのシャ断電流は極めて小さいので普通の電流計では測定しにくいから、チョッパを用いた直流電流計の普及によって 10^{-11} A程度まで容易に測定が可能となった。

(2) 低周波パラメータの測定

低周波ではほとんどの場合四端子定数として測定される。すなわち入力、出力の小振幅電圧 v_1 , v_2 、電流

図1 V-I法による h パラメータの測定図2 ブリッジ法による h パラメータの測定

i_1 , i_2 のうち、いずれの2つを独立変数にとるかによって6つのパラメータがあり、それらには一長一短が

* 5. Measurement of Transistor Parameters. By YASUO TARUI, Member (Electrotechnical Laboratory, Tokyo). [資料番号 4647]

あるが、最近では低周波に関する限り h パラメータが用いられるようになって来た。これは h パラメータの測定が、入力開放、出力短絡の条件で行なわれ、この条件はトランジスタで実現し易いために、測定が比較的正確に行なわれ得るということが主な理由である。小振幅パラメータの測定は一般的に電圧電流計法とブリッジ法の2つの方法がある。 h パラメータの測定について、この両者の代表的な回路例⁽²⁾を図1、図2に示す。

(3) 高周波パラメータの測定

高周波の小振幅パラメータは大きく別けて2つの種類に別けることができる。それは等価回路を Circuit パラメータで示すか、Device パラメータで示すか、ということである⁽³⁾。Circuit パラメータとは四端子定数でその等価回路を示すものであり、Device パラメータとはトランジスタの機構を考え、その物理的な動作から組立てた等価回路のパラメータである。

したがって、Device パラメータを直接に測定する場合は、その種類のトランジスタの等価回路がすでに判っているか、または仮定されねばならない。そこで当然ながら四端子定数として測定する方が、その適用性から見れば、より一般的であり、新たなトランジスタの等価回路を論じるにも四端子定数の周波数特性の測定によって行なわれることが多い。またこの方法は等価回路の近似を含まないから、その誤差を含まないが、その反面、周波数、動作点等によるパラメータの変化が簡単に予測できない欠点をもっている。

一方、Device パラメータは上記の近似による誤差はあるが物理的な動作から組立てられているから、利点としては一つの等価回路が得られれば、周波数、動作点などによる変化をかなり予測することができ、また Figure of Merits として直接表わすことができ、さらにトランジスタ設計者に直接の情報を与え得る点がある。

(a) 四端子定数の測定

高周波においても、四端子定数の測定方法は根本的には低周波と同様であるが、高周波ではトランジスタまでの各配線の影響が無視できなくなるので、(2)にあげたような低周波の方法をそのまま適用することはできない。ここでは、この点を考慮した2つの代表的な測定方法について説明する。その一つは Rode & Schwarz の Z-g Diagramph (以下 Z-g と略す) によ

る測定で⁽⁴⁾、この場合は上記の困難をトランジスタへの配線と全く同じ標準回路を作り、Directional Coupler によりトランジスタと標準回路の反射波を取り出してこの両者を比較することによって避け、30~2400 Mc まで測定可能となっている。いま一つの方法は General Radio の Transfer Function Meter (T.F.M. と略す) による測定で⁽⁵⁾、この場合はトランジスタまでの線を波長に合わせることによって上記の困難を避け、25~1500 Mc まで測定可能となっている。

Z-g 測定器の原理を示すために、一例として入力インピーダンス測定の場合を図3に示す。すなわち発振器からの入力は2等分され、トランジスタと標準の両回路に加えられる。この両回路間の影響をなくすために信号は両回路において、おのおの 40 dB 減衰され、右側の回路はトランジスタソケットを含むトランジスタ治具に結ばれ、左側の回路はその長さが右側の回路のトランジスタソケットまでの長さと同しくなるような回路の先端で短絡されている。2つの Directional Coupler が両回路に入れられていて、両回路の反射波のみを検出するようにになっている。この検出された反射波は主発振器の周波数と 10 Mc 差をもつように、A.F.C. によって制御された局部発振器からの信号によって 10 Mc に変換され、増幅の後、標準回路の反射波の大きさはパネル・メータに指示され、これが一定値を示すよう、発振器出力が調整される。一方トランジスタ回路の反射波の大きさはスミス図表の透明板をライトスケールに持ったガルバに指示される。すなわちチャートの中心から光点までの距離が反射波の大きさとして示される。さらに位相は両回路の反射波出力を振幅制限の後、円形の遅延回路の両端に加え、その零平衡点を求めることによって両反射波間の位相差を求め、これを光点の回転角として示している。すなわちトランジスタが回路の特性インピーダンス Z_0 と等しい入力インピーダンス Z を持つときチャートの中心を示し、純リアクタンスのとき図表の円

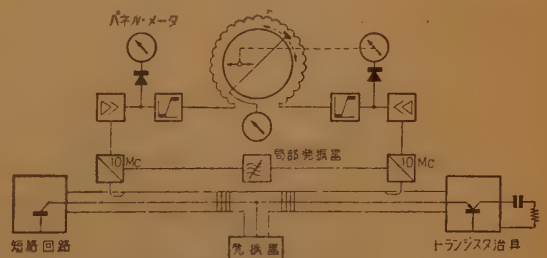


図3 Z-g 測定器による入力インピーダンスの測定

周上を示すことになる。

この測定器はイミタンスのみならず伝達特性も測定できるものであるが、これから四端子定数を求めるためには、トランジスタ治具における浮遊要素、終端条件の相異による換算を必要とする。

T.F.M. は四端子定数測定のための完全短絡、開放を原理的には完全に行なえる所に特徴があり、これは Z-g 測定器ではできなかった所である。T.F.M. の原理を示すために伝達定数測定の概念図を図4に示す。図4は今までと異なった書き方をしているが、根本的には図2の h_{21} 測定の回路と良く似た回路である。すなわち中央の一点にトランジスタの出力と左辺からの実数分の電流と上辺からの虚数部の電流を加えて、中央の一点の電圧が零となるように平衡をとるのである。言いかえれば、平衡のときトランジスタの出力回路短絡の条件を作っているのである。低周波ときわめて違っている点は、トランジスタの入出力の線が λ に対して無視できないため、その線の長さを $\lambda/4$ の整数倍におくことで、その誤差を避けている点にある。

図4について、その動作を少し詳しく説明する。まず外部より結ばれた発振器は3つのループに別れて、それぞれ位相および絶対値の等しい電流 I_L を流す。この3つのループはそれぞれ3つの同軸ケーブル、すなわち左辺の“Gライン”上辺の“Bライン”、右辺の“入力ライン”に静电シールドのスロットを通じて疎に結合している。これらの相互インダクタンスをそれぞれ M_G , M_B , M_X とすると各辺に誘導される起電力は、それぞれ次のようになる。

$$E_G = -j\omega M_G I_L, \quad E_B = -j\omega M_B I_L,$$

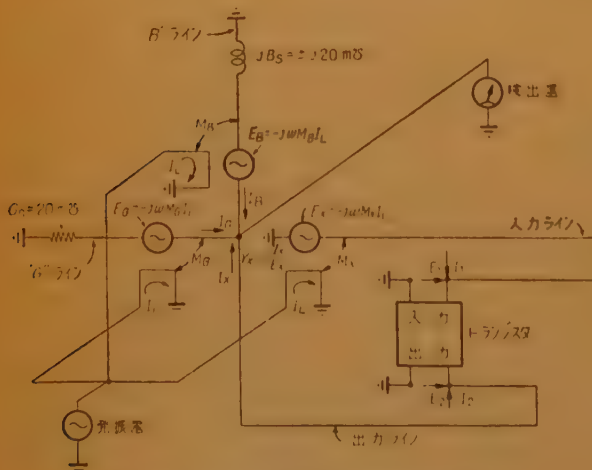


図4 T.F.M.による伝達定数の測定

$$E_X = -j\omega M_X I_L$$

“Gライン”は標準コンダクタンス Y_0 (20 mS) “Bライン”は標準サセプタンス $\pm jY_0$ (± 20 mS) に結ばれている。いま入出力の長さを零と仮定し、平衡のとれたときを考えると、 $E_1 = E_X$, $I_2 = I_X$ で“Gライン”を流れる電流を I_G , “Bライン”を流れる電流を I_B とすると、これらはおのおの

$$I_G = Y_0 E_G = Y_0 M_G (-j\omega I_L)$$

$$I_B = \pm jY_0 E_B = \pm jY_0 M_B (-j\omega I_L)$$

トランジスタの出力からの電流は I_X は入力電圧 E_X に伝達アドミタンス Y_X をかけたもので、

$$I_X = -Y_X E_X = -Y_X M_X (-j\omega I_L)$$

で、平衡時には $I_G + I_B = I_X$ であるから

$$\frac{Y_X}{Y_0} = \frac{M_G}{M_X} \pm j \frac{M_B}{M_X} = A + jB$$

M_G , M_B , M_X は3つのループと発振器との相互インダクタンスで、ループの角度を変えて調整されるから、伝達インピーダンスは3つのループの角度から得られる。

つぎに入力、出力の線については、半波長の長さの同軸ケーブルの両端では位相を 180° ずらすだけで同じ電圧、電流を与え、 $1/4$ 波長の線では電圧を電流に、電流を電圧に変えることを利用する。たとえば h_{11} の測定においては、出力回路は半波長の整数倍の長さになり、一方、入力回路は $1/4$ 波長の奇数倍に調整すれば電圧は電流に変換されて、

$$E_X = jI_X Y_0$$

すなわち

$$h_{11} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{jY_X}{Y_0} = \mp \frac{M_B}{M_X} + \frac{M_G}{M_X} = B + jA$$

すなわちアドミタンスのときと逆に“Bライン”ダイヤルで実数部を、“Gライン”ダイヤルで虚数部をそれぞれ求めることができる。以上の説明から推察されるように、このブリッジは原理的には入力、出力を正確に短絡、開放にしたすべての四端子定数を測定できるものである。

以上のほか入出力カイミタンスについては RX メータによる測定⁽⁴⁾も報告されている。また四端子定数のうち、伝達定数を測定しないでも入出力カイミタンスの内から独立に4つの量を測定すれば、全部の四端子定数を計算

で求めることができる。RX メータを使って h_{11e} , h_{11b} , h_{22e} , Y_{22e} を測定し、全部の h パラメータを求めた例も報告されている⁽⁷⁾。

(b) Device パラメータの測定

この方法は物理的な動作から考えた Device パラメータによる等価回路の各要素を決定するもので、前回も紹介した Giacoleto の Y パラメータ測定⁽⁸⁾もこの方法に属するものと考えられる。その後 Zawiels もエミッタ接地のトランジスタを、1つの能動要素と8つの受動要素の等価回路として表わし、各要素を測定するブリッジを発表している。しかし最も多く測定されるのは、これらの等価回路の要素のうち特に Figure of Merits に関係する α シャ断周波数 f_α 、ベース抵抗 $r_{bb'}$ 、コレクタ容量 c_c の3つである。この内 f_α と c_c は四端子定数測定と同様の測定を行ない、これを近似的に Device パラメータと考えることが多いので、特にこれら3つの量を専門に測定する方法をここにあげることにする。

α シャ断周波数 f_α は原則的には四端子定数測定の項で述べた $h_{21} = -\alpha$ を周波数を変えて測定し、低周波における電流増幅率 α よりも 3 dB 減少する周波数を求めればよい。しかしこれは測定に時間を要するので、 f_α を直読できる測定器が種々と考えられている。図5にその一例⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾をあげる。すなわち発振器の出力は2つの回路に加えられる。その一つはトランジスタを動作状態としたもので、他の一つは同じ構成であるがトランジスタの部分だけエミッタ、コレクタを短絡したものである。これら2つの回路の出力は変換器により変換、増幅され、差動増幅器によって比較される。測定はまず Att₁ によってトランジスタの出力を 3 dB 減衰した状態で、発振器から十分に低い周波数の信号を加え、Att₂ によって差動増幅器の平衡をとって2系統の出力が等しくなるようにする。つぎに 3 dB 減衰器を短絡し、発振器の周波数をあげて再び差動増幅器が平衡する周波数を求めれば、これが f_α である。また任意の周波数で平衡をとれば α も読むことができる。この方法によれば発振器出力の、周波数特性等の変動が誤差に入らない点特徴である。

さらに、この種の方法で低周波の切替を行なって、トランジスタと標準回路の部分のみを2系統とし、変換器等の周波

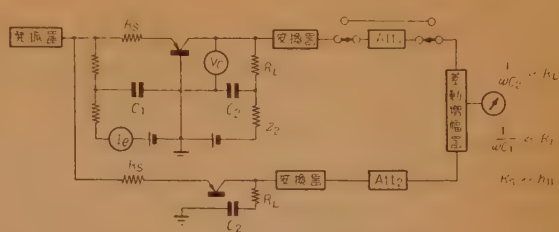


図5 f_α 直読を可能とする方法

数特性の誤差を除く方法も報告されている⁽¹⁰⁾。

ベース抵抗 $r_{bb'}$ は、ベース電極 b から実際のトランジスタ作用が行なわれる。エミッタ、コレクタにはさまれたベースの実効的な点 b' までの間の抵抗値で、Giacoleto⁽⁸⁾はブリッジの一边にエミッタ接地の入力

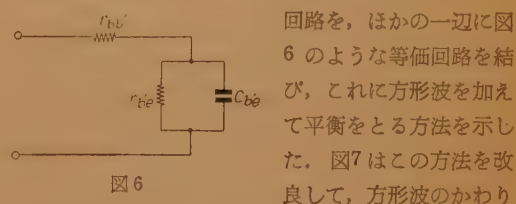


図6

回路を、ほかの一边に図6のような等価回路を結び、これに方形波を加えて平衡をとる方法を示した。図7はこの方法を改良して、方形波のかわりに3つの相当に異なった周波数の正弦波信号を使ったブリッジの一例を示す。この方法は方形波よりも広い周波数範囲がとれる点に特長がある。

しかし最近のトランジスタでは、ベース抵抗の大部分がエミッタ直下の分布的なインピーダンスによってしめられるような形も多くなって来たので、このような場合は $r_{bb'}$ が周波数に依存しないと言う仮定が成立たなくなるので、これらの方法はその測定周波数およびその $r_{bb'}$ を適用できる周波数範囲に充分注意しなければならない。

コレクタ容量も上記の四端子測定装置によって原理的には求めることができるが、これを簡単に、あるいは

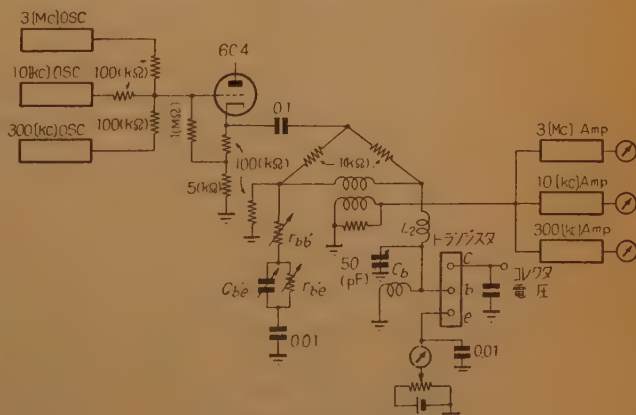


図7 3周波による $r_{bb'}$ の測定

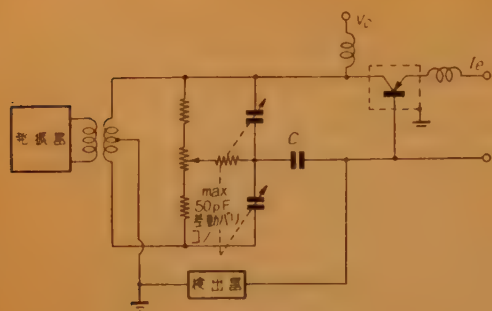
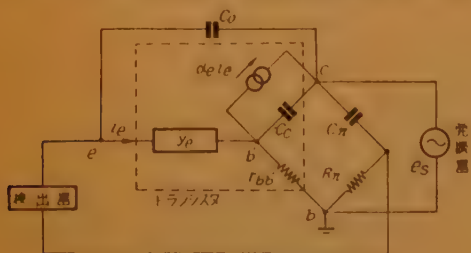


図8 コレクタ容量の正確な測定

は正確に求めるための専用の方法も種々と考えられている。最も簡単には Q メータ同様の方式で測定される。

図8 は小さいコレクタ容量を正確に測定するために筆者らが製作した測定器の概念図を示し、差動コンデンサを用い C を適当にえらぶことによって任意の full scale で微小容量を測定できるものである。このような方式によれば、シールド端子のあるトランジスタのコレクタシールド間の容量を、コレクタ容量に加えることなく測定することが容易に可能である。

上に述べたように、 $r_{bb'}$ が周波数に依存するような場合に、特定の周波数で $r_{bb'}$ の時定数として測定する方法も種々と考えられている。図9 に Turner⁽¹¹⁾ の発表した方法を示す。すなわちコレクタ、ベース間に信号を加え、エミッタと外部の $R_n C_n$ 回路の midpoint の間の零平衡を C_n を変えておれば、その $R_n C_n$ の時定数が $r_{bb'}$ の時定数に等しいことになる。この方法で 6×10^{-11} sec 以上の時定数が測定できるが、ドリフト・トランジスタではさらに時定数が小さいために

図9 $r_{bb'}$ 、 C_n 積測定器

C_n を固定の小容量とし、 R_n にサーミスタを用いて測定し、後でサーミスタの抵抗を直流ブリッジで校正する方法も発表されている⁽¹²⁾。

(4) パルス測定

トランジスタの立ち上がり、立ち下り、および蓄積時間、

あるいはダイオードの正孔蓄積時間等の測定も、これら素子の進歩と共に高性能のオシロスコープを必要として来た。立ち上がり $0.2 \mu\text{s}$ をもつ進行波管オシロスコープを用いた測定がマイクロアロイ拡散形トランジスタ⁽¹³⁾、および塑性変形された Ge を用いたダイオード⁽¹⁴⁾について報告されている。

(5) その他の測定

(a) 雑音指数

トランジスタの雑音は雑音指数で示されることが多く、つぎの2つの方法が用いられている。(1) 増幅器の利得、帯域幅等を測定しておいて測定する。(2) 飽和した二極管、または抵抗から生じる雑音と比較する。図10⁽¹⁵⁾は(1)の方法の一例を示している。測定は SW を 1 の位置で出力計が一定の値を示すように

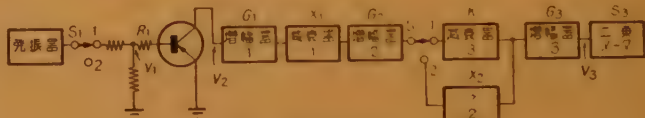


図10 雑音指数測定の方法

減衰器 1 を調節し、つぎに SW を 2 の位置で出力計が同一指示を示すように減衰器 2 を調整すれば、雑音指数は次式により得られる。

$$N.F. = 10 \log \frac{V_1^2 \cdot K}{4 k T B R_i X_2}$$

ただし、ここで V_1 : 発振器の出力電圧、 k : ボルツマン定数、 T : 絶対温度、 B : 実効バンド幅、 R_i : 入力抵抗、 K, X_2 : おおの減衰器 3 および 2 の減衰度。

したがって適当にこれらの定数をえらんでおけば、 X_2 によって雑音指数が直読される。

さらに減衰器 1 のかわりに AVC を用いて減衰器 2 の入力を一定すれば、一回の測定で直読できる方式⁽¹⁶⁾も報告されている。

一方(2)の方式は増幅器のバンド幅、利得等に関係なく雑音指数を求めることができる利点があり、高周波における測定にもしばしば用いられている。

(b) 利得および最高発振周波数

電力利得は四端子定数、あるいは Device パラメータからも計算できるが、便宜的に直接利得を測定する方法も種々と発表されている⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾。また最高発振周波数も直読することが試みられており、 $1/4$ 波長の同軸の同調回路を使って 1000 Mc までの測定を可能とした装置⁽¹⁹⁾が報告されている。

(c) 熱抵抗

トランジスタに加えた単位電力損失当り、温度がなん度上昇するかを示す熱抵抗は、あらかじめ温度に対して再現性よく変化するパラメーターが周囲温度と共にいかに変化するかを測定しておいて、つぎにコレクタ損失を与え、パラメータの変化を読み、温度に換算して求める。

パラメータとしては I_{co} が最も多く使われ、最も原理的には直流のコレクタ損失を与え、定常状態になってから損失を除き、直後の I_{co} を直流オシロスコープで測定する。同じことを 50 cps で繰返し、定常的にメータで読むこともできる。⁽²⁰⁾

また動作状態のまゝパラメータの変化を測定するには、入力抵抗⁽²¹⁾、あるいは電流増幅率⁽²²⁾の変化を用いることができる。これらは特にシリコン・トランジスタで I_{co} が測定し難い場合、あるいは温度特性が不規則である場合に有効である。

(d) ひずみ率

各種搬送装置にトランジスタが使われるようになって来たので、トランジスタのひずみも問題となって来た。測定は大別して高調波ひずみ⁽²³⁾と、混変調ひずみの測定にわけられる。高調波ひずみについては相当な解析がなされており、二次ひずみの場合、利得測定と同じように、 h パラメータのひずみからの計算値と、動作時の総合的なひずみの間に良い一致が見られることが知られている。

文 献

- (1) 佐藤秋比古：“トランジスタの測定”，信学誌，**39**，4，p 301，(1956)。
- (2) 電子機械工業会：CES ET-71。
- (3) R.L. Pritchard：“Electric-network representation of Tr.s.”，Trans. I.R.E. CT-3 1，p 5.(1952)。
- (4) R.P. Abraham：“Transistor characterization at VHF.”，Semiconductor Products，(Jan. 15 & Feb. 15, 1959)
- (5) W.R. Thurston：“A transadmittance meter for VHF-UHF measurements”，I.R.E. Conv. Rec. Part 5，p 3，(1956)。
- (6) J.H. O'Connell et al：“Measurement of transistor characteristics in the 3~250 Mc frequency range.”，RCA Rev. p 598 (Dec. 1958)。
- (7) 福井，松島：“超高周波におけるトランジスタの特性測定について”，トランジスタ研専委資料，(1959-06-20)。
- (8) Giacoletto：“Equipments for measuring junction transistor admittance parameters for a wide range of frequencies”，RCA Rev. **14**，p 269 (1953)。
- (9) Y. Tarui，“Accurate measurement of transistor cut-off frequency”，Electronic Engng.，284(May 1959)。
- (10) 岡部，垂井忠明：“トランジスタ α しや断周波数測定器”，昭 33 信学大全，220。
- (11) R.J. Turner，：Tele-tech，**13**，p 78，(1954)。
- (12) F.J. Hyde，et al：“Measurement of the H.F. base resistance and collector capacitance of drift tr”，J. of Electronic & Control，p 347，(1959)。
- (13) C.G. Thornton：“Technology of micro-alloy diffused transistor”，I.R.E. **48**，6，p 1166 (1958)。
- (14) G.L. Peason，“High-speed switching diodes from plastically deformed Ge.”，J.A. Phys. **30**，3，p 311 (1959)。
- (15) 垂井康夫：“トランジスタ雑音指数測定器” 昭 34 連大，939。
- (16) 青木，鈴木：“トランジスタ雑音の能率的な一測定法”，トランジスタ研専委資料 (1959-06-20)。
- (17) D.D. Holmes，“A test set for transistor performance measurement at 455 kc.”，R.C.A. Transistors I 322，
- (18) W.F. Sands，“A H.F. measuring equipment for transistors.”，R.C.A. Transistors I，336，
- (19) J. Lindmayer，et al：“Determining transistor H.F. limits”，Electronics，(Aug. 21 (1959)。
- (20) J. Ollendorf：“Equipment for measuring junction temperature of an operating transistor”，R.C.A. Transistors I，353 (1956)。
- (21) 池原，中尾，武井：“シリコントランジスタの熱抵抗測定法”，昭 33 連大，994。
- (22) J.T. Nelson，et al：“Measurement of internal temperature rise of transistors”，I.R.E. **46**，6，p 1207 (1958)。
- (23) N.I. Mayer，“Non-linear distortion in transistor amplifier at low signal level and low freq”，P.I.E.E. pt. C (Mar. 1957)。

6. 半 導 体 素 子 の 用 途

6.1 スイッチ回路とその応用

UDC 621.382 : 621.395.34

6.1.1 電 子 交 換*

正 員 遠 藤 一 郎 (電気通信研究所)

(1) は し が き

従来の自動電話交換機は電磁石により機械接点を開閉する機構より成り、電子技術に無縁の装置であった。最近十年間の電子部品の進歩とくに半導体部品と磁性材料を用いた部品の進歩により、電子交換機の実現の可能性が促進され、まだ実用には至らないが、各種の実験用または方式検討用の交換機が、内外において研究・試作されるに至った⁽¹⁾。

表1は最近発表された内外の電子交換機に使用された素子をまとめたものである。通話路回路は通話電流を切り換え、伝送する部分であり、制御回路は加入者の要求を検知・判断し、適当な通話接続路を形成する

表1 実験用電子交換機に使用された主な素子
(太字は半導体素子を示す)

	通 話 路 素 子	制 御 素 子
半電子交換機 (空間分割形)	クロスパススイッチ リードリレー	トランジスタ 半導体ダイオード パラメトロン 放電管
全電子交換機	[自己保持機能の無いもの] トランジスタ 接合ダイオード (Ge, Si)	同 上
	[自己保持機能のあるもの] 複合トランジスタ ppnn ダイオード 冷陰極放電管	
時分割形	点接触ダイオード (Ge) トランジスタ 真空管	トランジスタ ダイオード 真空管

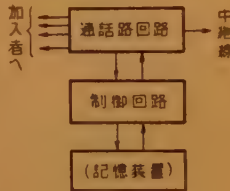


図1 共通制御方式による交換機の構成

ための回路である（図1）。制御回路はすでに実用期に入った電子計算機と共通の技術が用いられるのに対し、通話路回路の電子化は交換機特有の問題を含んでいる。

以下、電子交換機用半導体スイッチの所要性能と、現在まで知られた回路例について概説する。

(2) 通話路回路用半導体スイッチ

(a) 空間分割形交換機用通話路スイッチ

通話路スイッチは一般に、①off, on のインピーダンス比の大きいこと、②ひずみ・雑音を生じないこと、③動作速度の速いこと、が共通の条件であるが空間分割形の場合にはさらに、④双方向性、⑤on の場合の挿入損の少ないこと、⑥安価・小形なことが要求される。また通話路回路を経済的に構成するため望ましい特性として、⑦自己保持機能を有すること、⑧多段接続の場合に段間に変成器などの結合回路なしに直接接続できること、などがあげられる。表2に時分割形の場合を含め通話路スイッチの所要性能の数値例を示した。

図2に空間分割形通話路回路の構成の一例を示した。以下、この種の回路に用いる双方向性の半導体ス

表2 通話路スイッチの所要性能の1例

性 能	方 式	時 分 割 形	
		PAM**	PCM***
off-on インピーダンス比 (スイッチされる信号)	>10 ³ (<4 kc)	>10 ³ (<500 kc)	>10 ³ (<3 Mc)
スイッチング時間*	<10 μs	<1 μs	<0.5 μs
on の場合の挿入損 (スイッチ1段当り)	<0.2 dB	—	—

本表は目安を与えるための数値例で、通話路回路の規模、方式で大きく変わる。

(注)* ここでは (立上り時間)+(立下り時間)+(遅延時間)

** 8 kc×30 回線方式を想定。

*** 8 kc×30 回線×8 ビット方式を想定。

* 6- Use of Semiconductor Elements.
6.1-Switching Circuits.
6.1.1-Electronic Switching. By ICHIRO ENDO,
Member (Electrical Communication Laboratory,
Tokyo). [資料番号 4648]

イチについて述べよう。

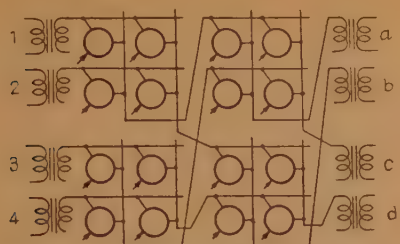


図2 空間分割形通話回路の構成 (○は通話路スイッチ、矢印は制御信号を示す)

(i) 自己保持機能のない通話路スイッチ ダイオードを用いたものもあるが⁽²⁾⁽³⁾ 制御電力の点で、トランジスタが多く使用される。

トランジスタを用いる場合はベース接地形回路で、飽和域と、しゃ断域を切り換えて使用するのが普通である。その基本回路を図3に示した⁽⁴⁾。onの場合にベース電流のはば β 倍の通話電流まで、ひずみなく伝送できる。図4は対称形トランジスタを用い、コレクタ側の電池を省いた回路例である。また、図5は、*pn*pと*np*nのトランジスタを並列に接続した通話路回路(大阪)持続した回路である⁽⁵⁾⁽⁶⁾。

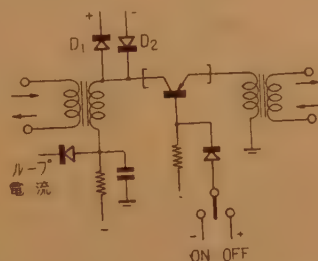


図3 トランジスタを用いた通話路回路(F社)

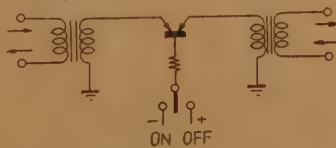


図4 対称形トランジスタを用いた通話路回路

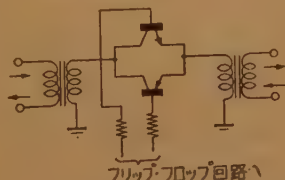


図5 *pn*pと*np*nのトランジスタを並列に接続した通話路回路(大阪)

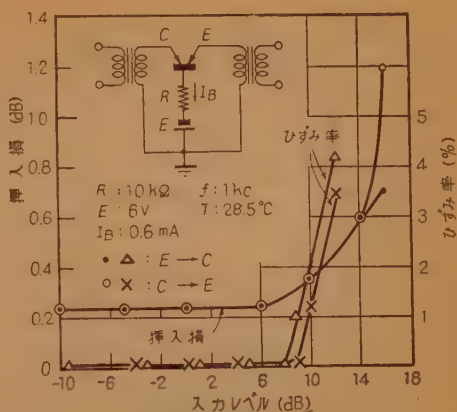


図6 通話路スイッチ特性

(ii) 自己保持機能を有する通話路スイッチ 通話路スイッチ自体に自己保持機能をもたせるには、単体または複合の負抵抗特性素子を用い、その2安定性を利用すればよい。

ベル研究所で発表した電子交換機 ESS⁽⁷⁾では、この種の通話路スイッチとして二極放電管を用いたが、同種の機能をもつ半導体素子として、Si または Ge の *pn**pn* なだれダイオードが知られている(本誌 3.2.3 スイッチ用半導体素子を参照)。最近、米国の General 電話研究所で *pn**pn* ダイオードを4段接続した試作機が作られたと報ぜられている⁽⁸⁾。

*pn**pn* ダイオードと同様の特性をもつ回路として、*pn*p と *np*n のトランジスタを接続した、いわゆる複合トランジスタ回路⁽⁹⁾が知られている(図7)。全体としての電流増幅率 α が $\alpha = \alpha_1 / (1 - \alpha_2) > 1$ (α_1, α_2 は T_1, T_2 の電流増幅率)の特性をもつ。*pn**pn* ダイオードとの差異は、breakdown 電圧 V_b がベース電圧 E_B でほぼ規定できることである。

電気通信研究所ではこの回路を発展させ、自動閉塞機能を付加することに成功した⁽¹⁰⁾。図8がその原理図で、通話路マトリクス各列スイッチに共通抵抗 R_1 を挿入することにより、各列のうちのあるスイッチが on になると他のスイッチは R_1 両端に生じた電位差のため同図Bの特性となり、on になることが自動的に阻止される。同研究所の実験用交換機 ω (オメ

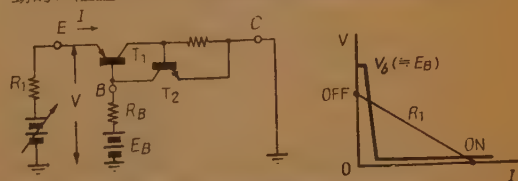


図7 複合トランジスタ回路とそのVI特性

ベース接地形通話路スイッチの特性の一例として図6に挿入損とひずみ率の測定例を示した⁽³⁾。空間分割形方式の場合、市販の低周波用合金接合形トランジスタを用いても、表2の条件を満足する回路が得られる。通話中にスイッチを on の状態に保持するために、フリップ・フロップなどの2安定回路による保持回路を必要とするのが弱点である。

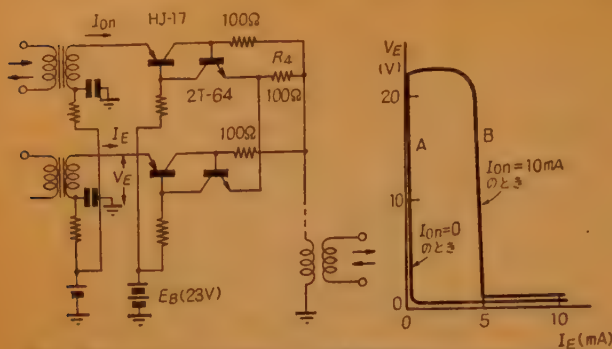


図8 複合トランジスタ回路による自動閉塞回路とその特性 (通研)



図9 複合トランジスタを用いた通話路マトリクス (通研)

ガ)の場合、この通話路マトリクス (5×5) (図9) を3段配列し、直接接続により多段回路を構成した。スイッチ自体のスイッチング時間は off→on が 2μs, on→off が 10μs 程度である。使用素子は低周波用合金接合形のものである。

前記 pnpn ダイオードでも、中間層から端子を引き出せば複合トランジスタ同様使用できる。普通のダブル・ベース・ダイオードは、現在までのものは off, on 比, on のときの特性などの点で通話路素子としては不満足であったが、これを改良した図10の構造の素子 (ECL-1202)⁽¹¹⁾ は複合トランジスタ回路と同程度の性能が得られた。

フリップ・フロップ回路の2安定性を通話路スイッチに用いたものに図11の回路がある⁽¹²⁾。K₁, K₂ 間



図10 フリップ形ダブルベースダイオードを用いた通話路回路 (通研)

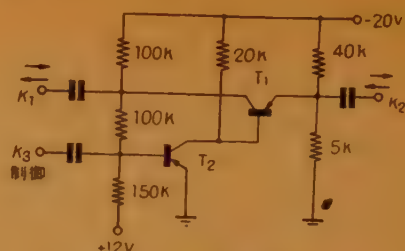


図11 フリップフロップ形通話路回路 (Philips 社)

で双方向に通話電流の伝送が可能であり、制御端子 K₂ に+パルスが加われば T₁ が on に保たれ、-パルスによって off 状態を維持する。複合トランジスタと異なり同種の素子で構成できる。

(b) 時分割形交換機用通話路スイッチ

一つの通話路スイッチを時分割多重通信の原理にもとづいて、多数の通話に対し時分割的に使用すれば、スイッチ数をいちじるしく節約でき経済化と安定化に役立つ。

通話路回路に対する条件のうち、空間分割形の場合との差異はつぎの2点である。①一般に標本化に伴う通話電力の損失を補うため増幅器を必要とする。このため通話路回路は4線式構成となり*、スイッチは一方方向伝送性のものでよい。②多重化された PAM、または PCM パルスを扱うので、高周波用の素子が必要とする (表2参照)。図12は時分割形通話路回路の構成を示す。図中、P_{f1}, P_{va}などはそれぞれ固定位相、および可変位相の標本化パルスを示し、M, D はそれぞれ変・復調回路である。

図13は実験用回路の一例で⁽¹³⁾、ダイオードによる変調回路、トランジスタによる共通線増幅・整形回路、およびトランジスタでゲートシミラー積分回路でパルス伸長を行なった復調回路より成る。

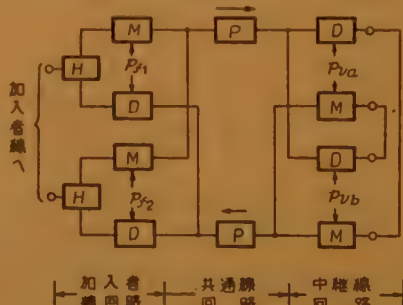


図12 時分割形通話路回路の構成

* 特殊な2線式 PAM 方式については、文献 (1), および (14) を参照のこと。

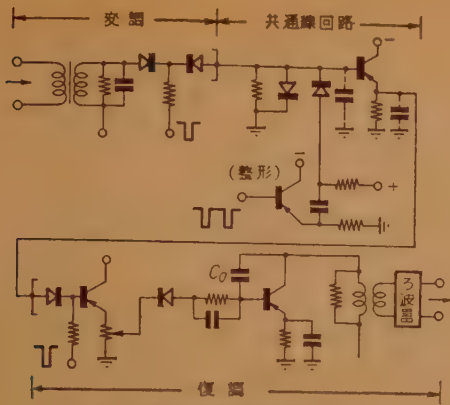


図13 時分割形通話回路 (東大)

PAM (パルス振幅変調) の場合には通話路スイッチのひずみ、雑音、漏話、直線性などが問題となるが、PCM (パルス符号変調) の場合は、これらの性能は通話路回路端末部の符号器・復号器にのみ要求され、途中の通話路スイッチはパルスの on, off だけを忠実に伝えればよい。

1959年に発表されたベル研究所の ESSEX⁽¹⁸⁾ は PCM による最初の実験用交換機として注目を浴びた。標準化周波数 8 kc, 24 回線多重、1 標本当り 8 ビット (うち音声用 7 ビット) の方式であるが、符号器 (PAM→PCM)、復号器や通話路スイッチに半導体素子が用いられ、さらに 2 線式 PAM 多重信号を 4 線式に変換するため時分割ハイブリッドと称する回路を用いている。これらの具体的回路については文献 (8), (19) を参照されたい。

(3) 制御回路用半導体スイッチ

電子交換機の制御回路 (図 1) は、通話路回路と違って一般にデジタルな信号を扱えばよい。制御回路はその機能より論理・走査⁽¹⁶⁾・翻訳・蓄積・信号変換などの回路に分れるが、その多くは電子計算機と共通の技術である。以下、重複を避け電子交換機に使用された回路に限って述べる。

図 14 は阪大の試作機の空き選択回路である⁽⁵⁾。入・出線端子 (A 側と B 側) はそれぞれ対応しており、ある回線の空き塞は +・- の直流電圧の形で入力端子に与えられる。制御信号が端子 C に加わると、空き回路のうち番号の若い回路の出力端子に信号が現われる。

小規模の交換機の場合には、このよう

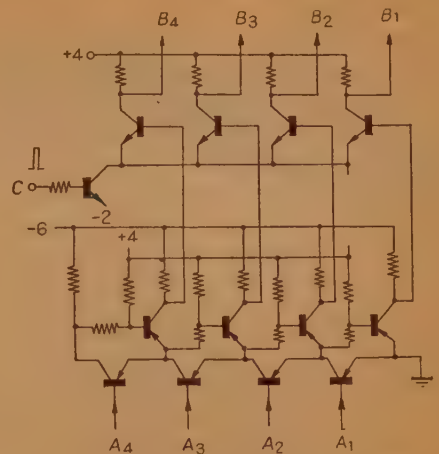


図14 空き回路の優先選択回路 (阪大)

な単能回路の組み合わせで制御回路が構成されるが、一般には回路ユニットの数を減らすことが設計・製造・保守の面で有利と考えられ、論理回路 (AND, OR, NOT などの回路) と遅延回路、フリップ・フロップなどの基本回路を用いて制御回路を構成する傾向にある。図 15 は ESS 交換機の基本回路の一つで⁽⁷⁾、ダイオード論理回路の段間に挿入する増幅回路を示す。エミッタ接地回路 2 段を直接接続した回路で分岐数を考慮し、利得は約 60 に選んである。図の D_1, R_1 はトランジスタ T_2 の飽和を妨げる回路である。使用トランジスタは α シャ断周波数が 4 Mc 程度の合金接合形のものである。図 16 にユニット回路の実装例を示した。

図 17 は加入者の送受器の上げ下ろしを検出するための回路である⁽¹⁷⁾。信号変換回路の一例である。

かつて点接触形トランジスタが電子計算機に用いられたように $\alpha > 1$ の素子、したがって負抵抗素子が電子交換機の制御素子としても使用できる。たとえばダブルベースダイオード⁽⁵⁾、 $pnpn$ ダイオードなどがそれである。エサキ・ダイオード (本誌 3.3.2 項) も

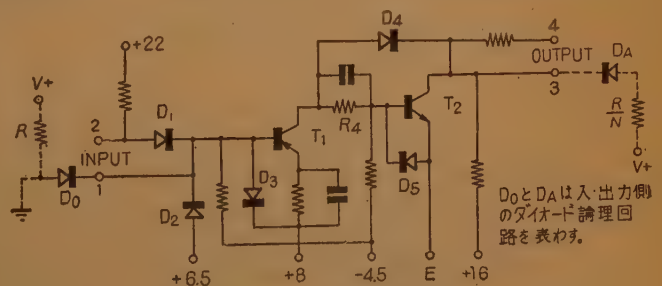


図15 ゲート増幅器 (ベル研, ESS 交換機)

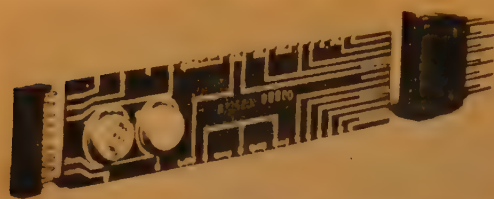


図16 トランジスタ回路の実装例 (ベル研 ESS)

超高速・低
電力の論理
素子として
期待される。

動作速度
PAM 時
分割方式の
制御回路は
一般に (標
本化周波

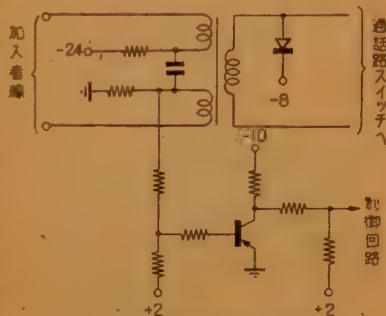


図17 加入者線状態の検出回路

数) (多重回線数), またはそれ以上の周期的動作を行なう必要があり, PCM の場合にはさらに, その(ビット数) 倍の動作速度が要求される。前述の ESSEX 交換機の場合, $8 \text{ kc} \times 24 \text{ (回線)} \times 8 \text{ (ビット)} = 1.536 \text{ Mc}$ の 2 相クロック周波数により制御回路が動作し, スイッチ回路の立上り, 立下り時間は $50 \text{ m}\mu\text{s}$ 程度である。

空間分割形の場合, 一般に, 時分割形より低い動作速度で制御されるが, ①加入者回線数が多く, 加入者走査速度を短縮したい場合, ②蓄積プログラム方式を用い, 柔軟性ある方式を適用する場合③, ③大容量記憶装置を併用し, その接近時間を短縮したい場合, などには少なくとも数百 kc 以上の周期的動作のできる制御回路が望ましい。

(4) 半導体素子に対する期待

電子交換への応用の立場から, つぎの項目をあげる。

(a) 安定性

電子交換機は使用する半導体部品数が数千または数万の多数にのぼる。しかも装置は 24 時間運転が原則である。半導体部品に期待する点は, その特質とされている長寿命性と安定性を十分に發揮することである。劣化機構の解明を通じ安定な製品の生産と, 寿命予測法の開発が望まれる。

(b) 高速性

電子交換でも高速動作素子の必要ことを前述した。わが国において高速スイッチング用素子の開発は今後の問題である。差し当たり, 立上り, 立下り, 蓄積時間の総和 $0.2 \mu\text{s}$ 以下程度のスイッチング用トランジスタの商品化を期待したい。さらには少数キャリア蓄積効果のない高速半導体素子の出現が望まれ, エサキダイオードに期待する所も大きい。

(c) 経済性

電子交換を商品化するための必要条件である。空間分割形通話路スイッチの場合, 使用品種を量産品種から選ぶのが当面の行き方であり, 将来は通話路マトリクス回路を対象とした半導体集積素子が有望と思う。後者は現在の技術ではむずかしい。

(d) 新形素子の開発

各種の 2 安定素子が試用されたことを述べたが, この傾向は今後も続くものと思われる。未開発の半導体素子として, 真空管類似特性の素子, ネオン管などに代わる表示用素子, 金属遅延線に代わる遅延素子, 磁心などに代わる記憶素子などは, 電子交換機として今後の出現を期待したい。

文 献

- (1) 川崎・遠藤: “電子交換” (海外技術展望), 信学誌, 42, p 875, (1959-09).
- (2) C. Dumousseau: “Fully electronic 20-line automatic telephone exchange”, Elec. Comm., 34, p 92, (June 1957).
- (3) 遠藤・吉田: “ダイオードおよびトランジスタを用いた縦続接続の可能な通話路スイッチ回路”, 通研研究実用化報告, 8, p 333, (1959-04).
- (4) 中村・橋本・島田: “トランジスタ交換機”, FUJI, 9, 3, p 248, (1958).
- (5) 喜田村・水谷・河本: “試作トランジスタ交換機用にしたスイッチング回路”, トランジスタ回路研専委資料 (1957-06-22).
- (6) 中島・佐藤・小山: “DK-1 型トランジスタ全電子交換機試作報告”, 岩崎技報, 第 2 号, p 47, (1959).
- (7) B.J. Yokelson, et al: “Semiconductor circuit design philosophy for the central control of an electronic switching system”, B.S.T.J., 37, p 1125, (Sept. 1958).
- (8) Electronics, 32, 49, p 101, (Dec. 4, 1959).
- (9) 吉田・五島: “複合トランジスタ回路”, 電子工業, 8, p 679, (1959-08).
- (10) 遠藤・山岸・吉田・五島: “複合トランジスタ形通話路スイッチ”, 通研研究実用化報告, 8, p 567, (1959-06).
- (11) 富永・金井・佐藤: “ダブルベースダイオード(ECL-1202)の試作”, 通研研究実用化報告, 8, p 233, (1959-03).
- (12) 特許出願公告, 昭 34-2 (昭 34-01-03).
- (13) 秋山: “トランジスタ時分割多重スイッチ”, 昭 34

信学全大, 453.

- (14) J.A.T. French, D.J. Harding: "An efficient electronic switch—the bothway gate", P.O.E. E., **52**, p 37, (April 1959).
 (15) H.E. Vaughan: "Research model for time-separation integrated communication", B.S. T.J., **38**, p 909, (July 1959).
 (16) A. Feiner, L. Goeller, Jr.: "A high-speed line scanner for use in an electronic switching

System", B.S.T.J., **37**, p 1383, (Nov. 1958).

- (17) N. Morgalla: "A transistor private telephone exchange", ATEJ, **14**, p 287, (Oct. 1958).
 (18) D.B. James, J.D. Johannesen: "A remote line concentrator for a time-separation switching experiment", B.S.T.J. **39**, p 31, (Jan. 1960).
 (19) W.A. Malthaner, J.P. Runyon: "Controller for a remote line concentrator in a time-separation switching experiment", 同上誌 p 59.

UDC 621.382 : 681.142

6.1.2 デジタル形電子計算機への応用*

正 員 西 野 博 二 (電気試験所)

デジタル形電子計算機の最近の傾向のうちで、最も顕著なものの一つは、その基本回路をできるだけ高速化しようとする動きである。この目的のために、いろいろの種類の半導体スイッチ回路が研究されているが、計算機の基本回路として、ここ数年來実用化されたものは、トランジスタを主体とするものであった。本文では、この観点から記述の大部分をトランジスタのスイッチ回路に費した。極めて最近になって、エサキ・ダイオードを利用した超高速計算機の可能性も認められるようになり、計算機のスイッチ回路の高速化は飛躍的に前進しようとしている。

スイッチ回路の速度の日安として、同期式のものであればクロック周波数が便利であるが、非同期式回路では伝達時間 (t_p) または遅延時間 (t_d) がしばしば用いられる。 t_p および t_d はカスケードに接続したスイッチ回路の一段当りの実際の動作時間または遅延時間を意味するもので、スイッチ回路の出力パルスの立上り時間 (t_r) および降下時間 (t_f) でスイッチ時間を示すよりも実際のである。またトランジスタのスイッチ回路に特有なものとして、 t_r , t_f 以外に少数キャリアの蓄積効果によって生ずる蓄積時間 (t_s) がある。高速のスイッチ回路では t_s を無視できないから、 t_s をできるだけ短くするような回路手段をとるのが普通である。

計算機の基本回路としてのスイッチ回路で、スイッチ速度以外に重要なものとして、その他に ①論理利得、すなわち駆動できる次段のスイッチ回路の数 (以

後 M と略記する)、②許し得る入力の数 (以後 N と略記する)、③消費電力、④回路構成の単純さ、⑤安定性等があげられる。計算機のスイッチ回路を設計したり評価する場合の困難は、スイッチ速度や上記の諸条件が後述するように、必ずしも独立でないことである。たとえばスイッチ速度を高めるために M や N をぎせいにすれば論理設計が複雑になる欠点があり、回路を複雑にしてその他の条件をよくすることには、経済的な面から疑問な場合もありうる。要するに、ある特性のトランジスタが与えられた場合に、すべての条件が満足できないとすれば、どの条件にどのような価値を置くかが問題となる訳であるが、これに関して簡単な基準となるべきものがない。以上のようなことを考慮しながら、現在までに知られている回路について述べていきたい。

(1) DCTL および DCUTL⁽¹⁾

ここ数年來開発された計算機のうちで可成り多数の計算機に TL (Transistor Logic) が採用されているが、この代表的なものが Philco の Transac 1000 および 2000 の基本回路として知られている DCTL の回路である。この回路は図 1 に示すように、抵抗とト

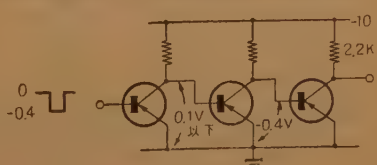


図 1 DCTL のインバータ

ランジスタのみからなる直接結合の回路で極めて簡単であり、発表

当時はトランジスタのスイッチ作用を最も効果的に利用したものと考えられていた。しかし、この回路はコレクタが飽

* 6.1.2—Application of Transistors to Electronic Digital Computers. By HIROJI NISHINO, Member (Electrocechnical Laboratory, Tokyo). [資料番号 4649]

和して、次段のスイッチ回路をトリガしないことを利用したものであるから、トランジスタの特性のパラツキや、接地面からの誘導を極力少なくしなければならぬ等の欠点が明らかとなつて、顧みられなくてゐる。トランジスタのスイッチ回路を直列または並列に接続して論理積または論理和の作用を持たせる TL の採用は、この回路では信号のレベルが低くてダイオードが利用できないことから必然的に由來する。したがって M や N の値を大きくとることより（この場合 $M+N \approx 7$ ）、トランジスタがそのまま前段のスイッチ回路のクランプとして利用されている。DCTL の欠点を表面えん層形トランジスタと全然特性の異なる単極トランジスタを使用して改善したものとして、最近 RCA で発表された DCUTL (Direct Coupled Unipolar Transistor Logic) がある。図 2 は図 1 と同じ作用を持つインバータ・スイッチのカスケード接続で、この場合信号の振幅は約 10 V である。図中黒と白でトランジスタの極性を区別してゐる。 t_p として 30 μ s、 M, N の値として 10 以上と報告されている。この回路では従来の部品の概念を脱却して、抵抗もトランジスタと同じ材料（すなわち受動的な単極トランジスタ）で製作して回路全体を超小形にしている点も興味深い。

(2) RCTL⁽²⁾

図 3 (a) に示すようなトランジスタのスイッチ回路として最もよく知られている形の回路が MIT の計算機 TX-2 に使用されている。しかしこの場合は論理回路もトランジスタ・スイッチだけで構成するから、RC TL (Resistor-Capacitor Coupled Transistor Logic) と略称されている。この形のスイッチ回路ではスイッチ速度をあげるためにはコレクタを飽和にまで追込む

必要上、 t_s の短いトランジスタが素子として選ばれる。TX-2 では大部分 DCTL と同じように Philco の表面えん層形トランジスタが使用されているが、TX-2 の製作当初には表面えん層形トランジスタより優れた特性のマイクロ・アロイ・トランジスタが得られなかった理由による。入力側のコンデンサは t_p を早める以外に、 t_s を短くするから t_p は 40 μ s 程度 t_s は数 μ s と報告されている。出力端子には同図 (b) に示すようなエミッタ・フォロアが接続されるから、コレクタ電位はクランプされて信号の振幅は約 3 V である。 M の値は 3、 N については報告がないが 3 ないし 5 程度と思われる。

(3) 電流切替形スイッチ回路

IBM Stretch の基本回路に使用する目的で発表された電流切替形のスイッチ回路⁽³⁾は図 4 に示すごときのもので、TL の回路ではあるが、従来のスイッチ回路とは趣を異にしている。いま入力が +0.4 V であれば、図中オン状態の右側のトランジスタ T_2 のエミッタ・ベース間の電圧が左側のトランジスタ T_1 のエミッタ電圧であるから、トランジスタ T_1 はオフ状態にある。入力が -0.4 V になると逆にトランジスタ T_1 がオン状態、トランジスタ T_2 がオフ状態となる。この際ベース電位の変化は小さいから、エミッタ回路の電源は定電流電源に近く、入力信号によって、その電流がトランジスタ T_1 または T_2 に切替えられる。コレクタの負荷が小さく、コレクタは飽和しないから、極めて早いスイッチ速度が得られる。 α のシャ断周波数 70~150 Mc のドリフト・トランジスタを使用して t_d が 6~22 μ s、 t_s が 10 μ s と報告されており、現在までに知られているトランジスタ計算機の基本回路では最高のスイッチ速度を持っている。出力の振幅は $-6 \text{ V} \pm 0.4 \text{ V}$ であるから、直接次段のスイッチ回

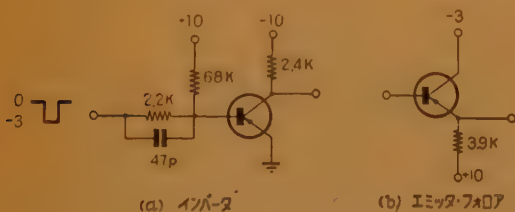


図 3 RCTL の回路

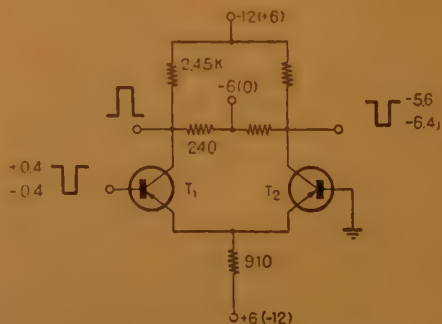


図 4 IBM の電流切替形スイッチ回路

路を駆動するためには次段には極性の異なる NPN トランジスタが用いられる。図中 () で示した電圧値は NPN トランジスタを使用する場合の値である。M は 3, N は 6~8 である。

基本的な考え方ではこれと一致する電流切替形のスイッチ回路が, Illinois 大学で建設中の計算機でもインバータおよびレベル再生に使用されている⁽⁴⁾。

図 5 に示したのはインバータ・スイッチ回路で, ダイオード D_1 を流れる電流と, トランジスタを流れる電流が入力信号によって切

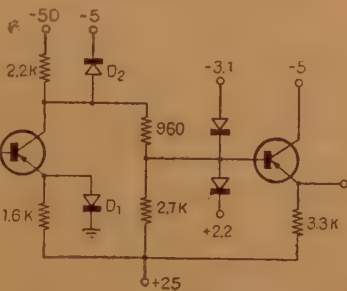


図 5 Illinois 大学の電流切替形スイッチ回路

替えられる。コレクタの飽和を避けるためには, クランプダイオード D_2 が使用されている。スイッチ回路間の接続のために, IBM のように極性の異なる 2 種類のトランジスタは使わないで, 出力のレベルをまず抵抗の分圧回路で移動させたのちエミッタ・フォロアで電流増幅している。この回路ではレベル・シフトとエミッタ・フォロアを組合わせて, 出力信号が大きくとれるから, 論理和および論理積の回路は TL ではなく, ダイオードと抵抗からなる DL (Diode Logic) である。スイッチ回路にはメーサ・トランジスタを使用して t_d は 15 μs と報告されている。

(4) TRL⁽⁵⁾

Bell 研究所で開発したスイッチ回路に図 6 に示すような TRL (Transistor Resistor Logic) の回路がある。論理作用は入力端子から抵抗で結合された部分で論理和を受持ち, トランジスタ・スイッチはインバータであるから論理否定を行なう。オン状態でのトランジスタの入力抵抗が低いから抵抗で接続されている各端子間の相互干渉は少

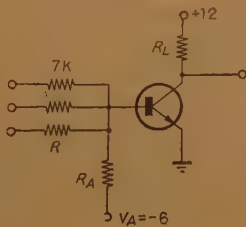


図 6 TRL の回路

なく抑えられる。しかし前述した TL の回路にくらべると, スwitch速度や M および N の関係が一層複雑である。図 6 の回路でオン状態とオフ状態の条件をそれぞれ

単純化して示せばつぎのごとくなる。

$$\frac{V_{CC}}{\beta R_L} \leq \frac{V_{CC}}{MR_L + R} - \frac{V_{be}(N-1)}{R} + \frac{V_A - V_{be}}{R_A} \frac{V_{ce} - V_{bo}}{R/N} \leq \frac{V_{bo} - V_A}{R_A}$$

ここで, β , V_{be} , V_{bo} , V_{ce} はそれぞれ, エミッタ接地トランジスタの電流増幅率, オン状態でのベース電位, オフ状態となるときのベース電位, オン状態でのコレクタ電位である。このような条件をさらにスイッチ速度も考慮して実験したデータを図 7 に示す。2N393 はマイクロ・アロイ・トランジスタ, 2N501 はマイクロ・アロイ拡散形トランジスタである。

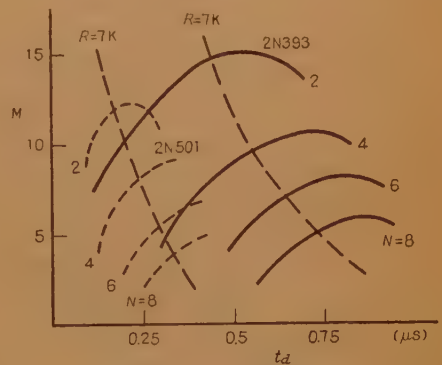


図 7 t_d , M, N 間の関係

この TRL の回路をより高速化した図 8 に示すような回路が, RCA 501 の基本回路として使用されてい

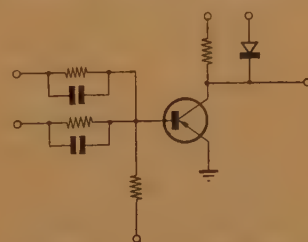


図 8 RCA 501 の基本回路

る。入力側のスピード・アップ・コンデンサおよび出力のレベル・クランプはスイッチ回路の高速化の常用手段である。

(5) DL と接続するトランジスタのスイッチ回路

ダイオードの論理回路 DL はトランジスタの論理回路 TL に比較して価格が安いばかりでなく, 論理利得 M は 1 であるが, 許しうる入力端子の数 N が TL に比較してはるかに大きくとれるので, DL と論理利得のあるトランジスタ・スイッチを組合わせた回路は総合的にみて有利な回路構成である。この方式の

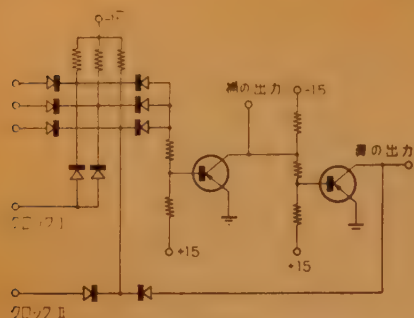


図9 Univac M-460 の回路

回路は最も一般的に使用され多種多様のものがあるが、直流結合方式の一例として Univac M-460 の基本回路⁽⁶⁾を図9に示す。この回路は 1 Mc のクロックに同期して働くもので、インバータが2段つながっているから、DL でクロック I が負である周期にトランジスタに与えられた入力信号は最初のインバータで補の出力、つぎのインバータで真の出力となる。この出力は帰還回路によって再び第一段のインバータに帰還され、出力はクロック II (クロック I と逆位相) が終るまで持続する。トランジスタをオフ状態にするに充分なベース電圧を得るために、抵抗の分圧回路が利用されている。 M の値は明記してはないが、おそらく 3 程度と思われる。

同期方式のスイッチ回路で、出力パルス幅を一定にするために出力の一部を再び入力側に帰還して、その信号をクロックでゲートする方法は NBS の SEAC で行なわれた方法である。SEAC の回路をトランジスタ化したものといわれる図 10 に示す回路を Computer Control Co. が商品化している。この回路もインバータを2段含み、これらのインバータのバイアスの調整にはシリコン・ダイオード D_1 , D_2 が使用されている。最終段のトランジスタでトランスを介して出力をとりだし、正負両方の出力が帰還され、パルス幅が一定に保持される。動的方式の回路であるから、内

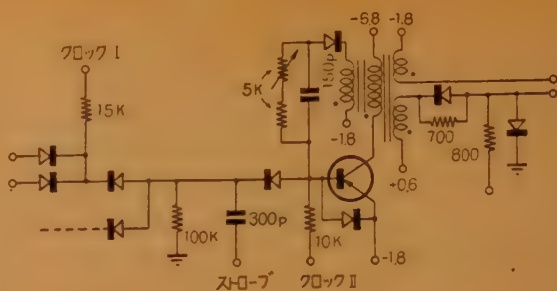


図11 ETL Mark 4 の回路

部帰還とは別に遅延した出力を普通の入力と同様に再び入力ゲートに帰還するだけで、簡単に動的フリップ・フロップが得られる。図の回路は 1 Mc のクロックで動作し、極めて安定であるといわれる。

わが国で最もよく使われているトランジスタ計算機の基本回路に図 11 に示すような筆者らの動的回路方式のものがある。この回路も DL とトランジスタ・スイッチの組合わせであるが、入力より 1 クロックだけ遅れた出力を得るために、ダイオード論理回路の出力はコンデンサに一時的に記憶せられて一定時間後にスロープ・パルスで呼出される。トランジスタ・スイッチは出力の一部が変成器を介してベースに正帰還されているから、 m の短いパルスが得られ、出力パルスの終了時期はベースに抵抗を通じて加えられるクロックで制御する。変成器結合の利点は、再生が簡単にかけられることや補の出力が簡単にとり出せる以外に、論理利得 M が大きくとれることである。図の回路では M は 10 であるが、コレクタ耐圧の高いトランジスタを使用してコレクタの供給電圧を高くとれば、40 程度の M の値は困難なく実現できる。電流増幅率 α のシャ断周波数が 5 Mc 程度のトランジスタを使用しても 200 kc のクロックで動作する。トランジスタの価額がダイオードにくらべて格段に高かった時代に、計算機に使用するトランジスタを極力少なく

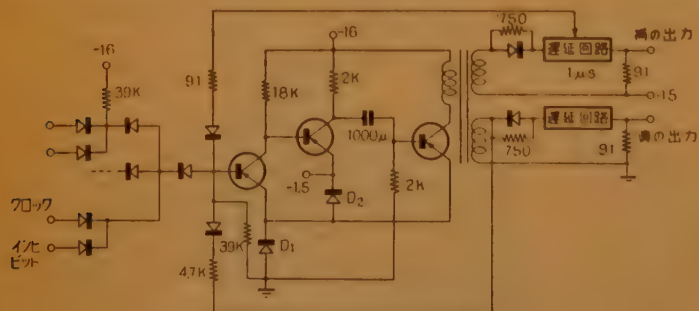


図10 Computer Control Co. の基本回路

するように配慮した基本回路である。

(6) 少数キャリアの蓄積効果を積極的に利用したスイッチ回路

高速のスイッチ回路では少数キャリアの蓄積効果のために生ずる蓄積時間 t_s を短くするために、表面えん形トランジスタやマイクロ・ア

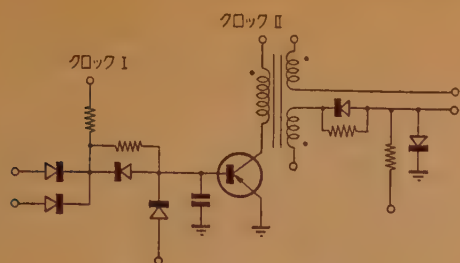


図12 大島氏の回路

ロイ・トランジスタ等を使用すること、コレクタが飽和しない方法を講ずること、少数キャリアを一掃するためにベースに逆電流を流して t_s を短くする等、種々の方法があることは、今まで実際の例について述べてきたが、逆に蓄積効果を積極的に利用するスイッチ回路がある。大島氏らの提案した回路⁽⁸⁾は図12に示すように、クロック I の負の期間に DL からの信号によってトランジスタのエミッタ、ベースのダイオードに電流が流れて正孔が蓄積せられる。蓄積せられた正孔はクロック II (クロック I と逆位相) の負の周期が始まると、コレクタにとらえられてコレクタ回路に電流が流れる。原理的には NBS で提案したことのあるダイオード増幅器をトランジスタで実現したものといえよう。変成器結合の動的回路で 1 Mc で動作することが報告されている。

スイッチ回路のトランジスタより正孔蓄積効果の大きいダイオードを使って、トランジスタの t_s および t_f を短縮する回路⁽⁹⁾も提案されている。図13で丸印で示したのがこの目的のために使用されるシリコンの接合形ダイオードである。

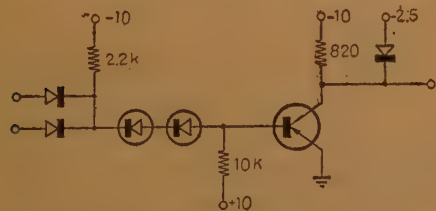


図13 ダイオードの蓄積効果を利用したスイッチ回路

(7) その他

今まで述べてきたトランジスタのスイッチ回路以外に、フェライト磁心とトランジスタを組合わせた回路⁽¹⁰⁾も一部ではまだ研究されている。またスイッチ素子として高周波トランジスタ以外にアバランシェ・トランジスタ、PNPN スイッチ、PN π N スイッチ等の開発が続けられている。このようなもののうち

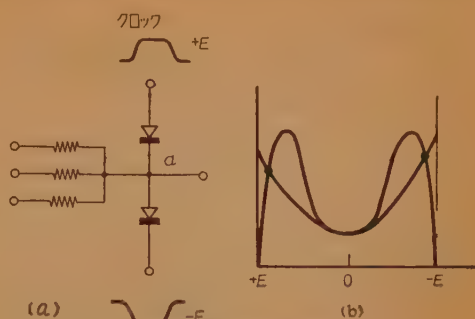


図14 後藤氏の回路

で、計算機のスイッチ素子として最も有望なものはエキサ・ダイオードであろう。

図14は後藤氏の提案した回路⁽¹¹⁾を示すもので、直列に接続されたエキサ・ダイオード対にクロックが印加されると、同図(b)のごときダイオードの負荷特性曲線から明らかなように、ダイオード対の中点 a の電位は2つの安定状態のいずれかをとる。いずれの安定状態に落ち着くかは、クロックが印加される以前に入力端子から抵抗を介して、 a 点に与えられている微小信号によって制御される。論理作用と信号の方向性を持たすためには、パラメトロンと同様にそれぞれ抵抗結合による多数決論理、3拍子励振を使用する。

また喜安氏らによって最初に実験例が報告されたダイオードの障壁容量を利用した、いわゆる C パラメトロンもマイクロエープ領域での応用が活発に研究されており、多数の実験が発表され、マイクロエープ計算機への道も開けてきた。

(7) あとがき

主としてトランジスタスイッチの代表的な回路について概説したが、本質的に二端子入力を持ったスイッチ回路であると同時に、記憶回路でもあるフリップ・フロップについては、特に説明をしなかった。静的フリップ・フロップでは2つの非同期的スイッチ回路を反結合し、また動的フリップ・フロップでは出力を通常の入力と同様に取扱って帰還することにより、容易にフリップ・フロップが構成できるから、フリップ・フロップ回路の本質は本文で述べているスイッチ回路で説明されていると思われる。

文 献

- (1) J.T. Wallmark and S.M. Marcus: "Integrated devices using direct-coupled unipolar transistor logic", Trans. I.R.E. EC-8 p 98, (1959).
- (2) K.H. Olsen: "Transistor circuitry in the Lincoln TX-2", Proc. Western Joint Computer

Conference, 167, (1957).

- (3) J.L. Walsh: "IBM current mode transistor logical circuits", Proc. Western Joint Computer Conference 34, (1958).
- (4) W.J. Poppelbaum and N.E. Wiseman: Circuit design for the new Illinois computer, Rep, No. 90, 61, (1959).
- (5) T.R. Finch: "Transistor resistor logic circuits for digital data systems", Proc. Western Joint Computer Conference, 17, (1958).
- (6) J.E. Thorton, M. Macaulay and D.H. Toth: "The univac M-460 computer", ibid 70, (1958).
- (7) 西野博二, 高橋茂, 松崎磯, 他: トランジスタ計算機電試マークIV, 信学誌, 42, p 1038, (1959-11).

- (8) 大島信太郎, 根本肇, 天部橋太郎: "トランジスタの蓄積効果を利用した基本回路", 電子計算機専委資 (1959-11).
- (9) L.P. Retzinger: "High-speed circuit techniques utilizing minority carrier storage to enhance transient response", Proc. Western Joint Computer Conference, 149, (1958).
- (10) D. Eldridge: A new high-speed digital technique for computer use", P.I.E.E (B) 106, p 229, (1959).
- (11) 東大超高速計算機研究会: "江崎ダイオードによる超高速計算機の万能性について", 電子計算機専委資 (1959-11).

UDC 621.382 : 621.317.7

6.2 計 測, 制 御*

正 員 藤 木 久 男 千 本 資

(横 河 電 機 製 作 所)

(1) は し が き

計測器, 制御機器に半導体素子を応用することは近年きわめて活発であるが, これは半導体素子がいわゆる solid state で長寿命であり, 加熱電力を要せずかつ小形である等の特長によるものである。ことにプロセスの自動制御機器では, 空気式調節器にかわって全電気式調節器が問題になっているときでもあり, 特に高い信頼度が要求されているので真空管からトランジスタへの転換はすでに時間の問題であろう。

また増幅器のトランジスタ化のみでなく, 測定器を電流量に変換する変換器としても半導体は有効で, とくにホール効果が多く応用されている。

以下若干の実例について説明をしよう。

(2) P形真空管電圧計への応用

P形真空管電圧計は入力インピーダンスが高く, 使用周波数範囲が広い特長を有しているので, 高周波測定に欠くべからざる測定器であるが, これは被測定交流電圧を波高値整流する整流回路と, この整流電圧を増幅する直流増幅部分および出力電圧を指示する指示計器から構成される。

このうち波高値整流回路は, 図1に示すように二極

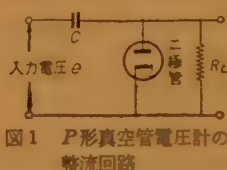


図1 P形真空管電圧計の整流回路

真空管を使用するのが普通であるが, この最大の欠点はヒータ点火を必要とし, ヒータ電圧の変動とともに初速度電流 (ヒータにより

熱せられたカソードが電位差がなくても熱電子を放出することによる電流) が非直線的に変化すること, およびプレート, カソード間の接触電位差 (異種金属の仕事関数によってきまる空間に対する電位の相異) が長時間にわたり緩慢に変化し, これら残留電圧の補償を必要とすることである。

しかし最近シリコン, あるいはゲルマニウムダイオードの進歩により, これらを二極真空管のかわりに使用することができるようになった。すなわち逆耐電圧の高いシリコンダイオードにより 300 V 位までの測定が可能で周波数範囲も数 10 c/s ~ 数 Mc が測定できる。これ以上の周波数範囲では点接触形ゲルマニウムダイオードが使用され, 測定電圧範囲は 10 V 以下, 周波数範囲は数 kc ~ 数 100 Mc までの測定が可能である。

したがってこの二つのダイオードを使いわけることによって, 二極真空管の場合のごとき残留電圧の補償は全く不要になり, 直流増幅器にチョップ増幅器を用いれば零調整の不必要な P形真空管電圧計を実現することができる。また増幅回路のトランジスタ化が実現すれば「バルボン」ならぬ「トラバル」が出現するこ

* 6.2-Instrument and Control. By HISAO FUJIKI, Member and TASUKU CHIMOTO, Non-member (Yokokawa Electric Works, Tokyo). [資料番号 4650]

とになる。

(3) 測定用定電圧直流電源への応用

電子管式自動平衡計器の電位差計回路の定電圧直流電源には、従来標準電池を標準にして規正をする方法が多く用いられているが、標準電池はその取扱いが非常に厄介で工業計器には適していない。最近シリコンダイオードの Zener 特性を応用した定電圧ダイオードが製品化されたので、これを使用した定電圧電源が標準電池にかわって使用されるようになった。これは回路にくみこまれているので取扱上のトラブルがなく、また電池の損耗の心配もなく保守が非常に簡便になった。

図2はその回路の一例で、定電圧回路を2段直列に接続して出

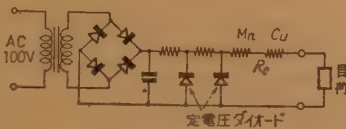


図2 定電圧直流電源回路

力電圧を一定にしている。定電圧ダイオードの温度係数は、負荷抵抗の一部に温度係数を有する抵抗 R_t を入れることにより補償している。この補償により周囲温度 $10 \sim 60^\circ\text{C}$ に対し、出力電圧の変動は約 0.05% 以内である。また電源電圧変化 $\pm 10\%$ に対し出力電圧の変動は $\pm 0.05\%$ 以内で、総合誤差 $\pm 0.1\%$ 以内の定電圧電源をうけることができる⁽²⁾。ただし同一種類のダイオードでもその Zener 電圧に 20% 位のばらつきがあるので、個々のものについて調整をする必要がある。

定電圧ダイオードは測定用定電圧電源以外にも、トランジスタ増幅器の中で電圧を一定に押えるために多く使用されている。

(4) Gaussmeter への応用

磁界の中にうすい半導体素子をおいてこれに電流を流すと、磁界および電流のそれぞれに直角の方向に電圧を発生することはホール効果としてよく知られている。このホール効果は計測にはかなり広く応用されており、その一例として Gaussmeter がある。

図3は Radio Frequency Laboratories の Gaussmeter の外観で、プローブを付属の標準磁界で校正したのち被測定磁界に挿入すれば、指示計器で磁界の強さを直読することができる⁽³⁾。

プローブは 1000 ガウス以上の測定のためのビスマスのホール素子を有するプローブと、 1000 ガウス以



図3 (a) ガウスメータ外観

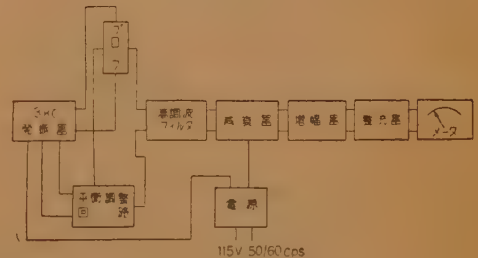


図3 (b) ガウスメータのブロック図

下の測定のためのインジウム・アセノイドの素子を有するものが用意されており、これらホール素子の大きさは 0.2×0.1 インチのきわめて薄いものである。このホール素子の電流端子には、 3kc の発振器から一定電流が供給されており、電圧端子からはホール素子に直交する磁界の強さに比例した電圧がとりだされる。この電圧は増幅されたのち直流に整流されて指示計器に指示される。プローブ中の残留電圧を補償するためにバランス調整回路が用意されている。内蔵の発振器および増幅器はすべてトランジスタ化されている。

測定範囲は $0 \sim 0.1$ キロガウスから $0 \sim 50$ キロガウスまで9レンジに切換えて測定することができ、 1000 ガウス (精度 $\pm 3/4\%$) の標準磁界が付属している。測定精度は $\pm 3\%$ プラス標準磁界の精度である。測定磁界は直流から 400 c/s までである。

(5) 変位-電気変換器への応用⁽⁴⁾

工業計測において流量、圧力、液位は、オリフィス、ダイヤフラム、ブルドン等によって変位に変換することができるが、この変位を電気量に変換するためにホール効果を応用することができる。

この変位変換器は、磁極片間空けきの磁界強度を位置に対してある傾斜をもつように構成しておき、ホール素子を空けきに沿って移動したときこれに鎖交する磁界強度を変化せしめ、発生するホール電圧を位置に対応させるものである。図4は変換器の原理図で左側の磁極片間には上向の磁界が、右側の磁極片間には下向の磁界が発生し、中央部分では傾斜をもって磁界が変化している。この空けき内に一定電流を流したホール素子をおけばその左側の部分では e_1 、右側の部分では e_1 とは逆向き電圧 e_2 が発生するので、ホール素子の電圧端子には e_1 と e_2 の差電圧が発生する。したがってホール素子が磁界の中央にあるときにホール電圧は零で、変位に対応して端子間に電圧を発生する。また磁極部の構造を適当にすることによって変位対電圧特性の直線性をえている。

変位変換部の特性はホール素子に約 3 mA の定電流を流したとき、変位 2 mm で出力電圧 10 mV、非直線性は 0.2% 以内、温度特性は $-20 \sim 60^\circ\text{C}$ において $\pm 0.5\%$ 以内である。

図5はこの変位-電気変換器を使用した差圧-電気変換器

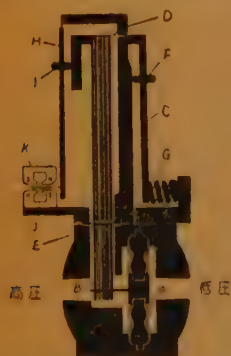


図5 差圧-電気変換器の構造

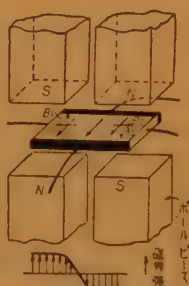


図4 変位電気変換器の原理図

で、高圧および低圧をダイヤフラムの両側に加え、そのうごきがレバーを介してホール素子に伝えられる構造になっている。

なお一定磁界中でホール素子を回転することにより、回転角の正弦関数に比例した電圧を得ることができ、レゾルバーとしても利用できる⁽⁴⁾。

(6) 高入力インピーダンス増幅器への応用⁽⁵⁾

図6は Foxboro 社の全電子式調節方式における調節器の回路図である。発信器（測定量の一次変換器）から DC 10~50 mA の信号をうけ、100 Ω の抵抗における電圧降下と、設設定値と比較しその偏差信号をとりだし、これに比例 (P)、積分 (I) および微分 (D) の演算をほどこし、DC 10~50 mA の出力信号を操作器に送りだすものである。上記 P, I, D 3動作の演算は CR 帰還回路で行なうが、積分時定数が 30 分 (1800 秒) にも及ぶために高抵抗を要し、したがって増幅器の入力インピーダンスは数百 M Ω 以上にする必要がある。さらにまた工業用調節器としては数年間の無調整動作が要求される。このために Variable Capacitance Diode の直流-交流変換器および全 Solid state 化が開発されたのである。

一般にシリコンダイオードの容量は逆方向電圧により変化することが知られており、しかも逆方向電圧であるから印加直流電圧にたいしてはインピーダンスが高く、1000 M Ω の桁である。図7は図6の直流-交流変換部分を取りだしたもので、上側の2辺に上述の Variable Capacitance Diode を有し、下側の2辺に

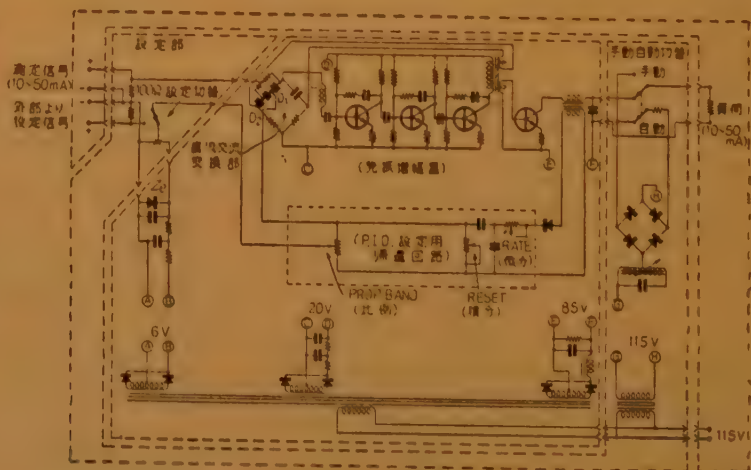


図6 電子式調節器の例 (米国 Foxboro)

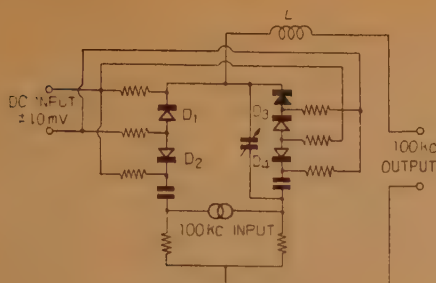


図 7 直流交流変換部分

固定抵抗を有する一種のインピーダンスブリッジで、ブリッジ電源としては約 100 kc の高周波電源を用いている。直流入力に対してはインピーダンスはきわめて高く、しかもその大きさに比例して一方のダイオードの容量は増大し他方は減少するので、出力端子には直流入力に対応して不平衡交流電圧が出る。

この不平衡電圧はトランジスタ増幅器で増幅され整流され、演算回路を経て入力に帰還される。図 6 からわかるように、ブリッジ電源は単独にもうけないで、増幅器出力を入力に正帰還して発振（周波数はブリッジの C と直列 L で決まる）させて、その発振電圧を使用している。この発振増幅器は一種の直流増幅器で、入力インピーダンスは約 1000 MΩ であり、 ± 10 mV の入力で 10~50 mA の出力電流を数 100 Ω の負荷に出す。（利得約 60 dB）。したがって調節計以外の用途も考えられている。

(7) チョップパへの応用

電子管式自動平衡記録計において直流を交流に変換する方法として種々のものがあるが、一般には商用周波数で振動片を振動させて接点を開閉する機械式チョップパが多く使用されている。このように機械的の可動部を有する方法では接点の損耗、接触不良等のトラブルがあるため、これにかわるものとして長寿命である点から半導体チョップパが注目されている。（前述図 6, 7 も一解決法と見られる。）

図 8 はトランジスタチョップパの一例で、2つのトランジスタを矩形波で交互にオンオフし、A側がオンのときは入力信号により R_L に電流を流して電圧を発生するが、B側がオンの場合は R_L を短絡して出力は零となる。かくし

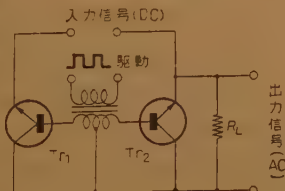


図 8 トランジスタチョップパの一例

て入力直流信号に比例した交流出力をうるが、トランジスタチョップパで最も問題となるのはゼロドリフトである。ゼロドリフトはトランジスタがオンのときにコレクタ・エミッタ間に発生する電圧を、トランジスタがオフのときに発生する電流が温度により変化することにより生ずるもので、この影響を少なくするためにいろいろの回路が考えられている。

並列補償により 16 kc の keying signal を用いた場合、15~55°C で $\pm 20 \mu V$ の零点移動に押えたことが報告されているが⁽⁶⁾、自動平衡計器でも入力レベルの高いものには使用されはじめている。しかし機械式チョップパには接点の熱起電力の点を除いてゼロドリフトの原因がないので、低レベルのものにはまだ機械式のものが多くいようである。

トランジスタチョップパのほかに、光電導セルを使用

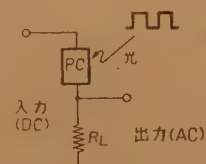


図 9 光電導セルによるチョップパ

したチョップパも研究されている⁽⁷⁾。すなわち図 9 に示すように抵抗 R_L と直列に光電導セル PC を接続し、それに断続光を照射して印

加直流電圧の大きさに関係

ある振幅の交流電圧をとり

だすものである。

(8) サーボ増幅器への応用

トランジスタ化された自動平衡記録計用のサーボ増幅器の一例を図 10 に示す⁽²⁾。被測定電圧とスライド抵抗上のブラシの電圧との差電圧をチョップパで交流変換したのち増幅し平衡電動機を回転させるもので、100 dB 以上の電力利得を必要とする。

図 10 の回路で特長のあるのは出力段で、A 級プッシュプルであるが、コレクタ、エミッタ電源とも電源周波数の倍周波のリップル電圧を平滑しないのでそのまま使用している。これにより平滑した電源を使用した A 級増幅器に比べて、同一出力に対してコレクタ消費電力が半分ですむ。したがって出力段のトランジスタの温度上昇も少ない。増幅器全体の利得は約 114 dB で、各段ともエミッタ抵抗により 6~10 dB の電流帰還がかかっている。周囲温度に対する利得の変動は 20~60°C で約 3 dB である。

(9) む す び

以上半導体に応用した計測器、制御機器について数例をあげたが、このほかにフォト・トランジスタもこ

の方面への応用範囲が広い。まず光一電気の変換器として感度がよいので、液体の濁度、濃度の検出器として使用でき、またオン・オフ回路に使用してリレーをはたらかせれば、制御に応用することができる。その他チタン酸バリウムの圧力効果を応用した振動容量形のチョップもある。

またデータ処理装置、計算機がプロセス制作に使用されはじめており、この方面での半導体の応用はA-D、D-A変換器等にめざましいものがあるが、他の項で説明されるはずなので省略した。

文 献

- (1) 杉山 卓：“P形真空管電圧計”，横河技報（1959-06）。
- (2) 友田，千本：“トランジスタ増幅器による自動平衡記録計”，第2回自動制御講演会（昭34-11）。
- (3) Radio Frequency Laboratories，“Gauss meter”説明書”。
- (4) 友田，大野：“ホール効果を応用した電気式差圧発

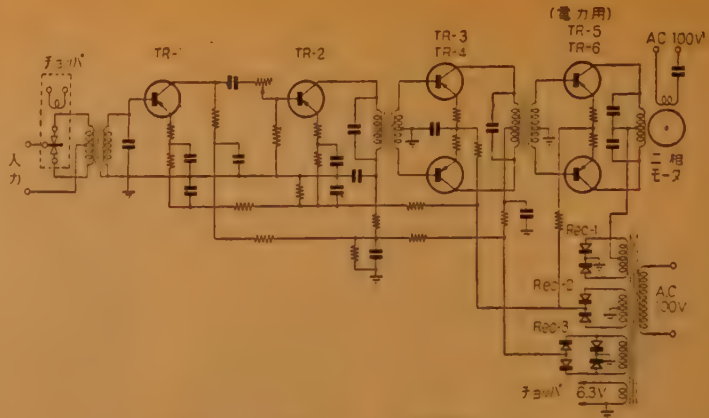


図10 トランジスタ・サーボ増幅器の一例

- 信器”，第2回自動制御講演会（昭34-11）。
- (4) 堤，枝本，寺本：“計測用変位電気変換装置”計測学会秋期大会，No. 9（昭33-10）。
- 枝本：“エレクトロニクス”，3，p 331，（昭33）。
- (5) A. Nazareth：“Application of solid state devices in an industrial process controller”，AIEE（April 1959）。
- (6) 長谷川，西野：“高速度トランジスタチョップ”，計測，9，（1959）。
- (7) 酒井：“光導電体を用いたチョップ回路”，電気学会東京支部大会（昭34-11）。

6.3 有線・無線通信

UDC 621.382.3 : 621.395

(A) 有線通信機器への応用*

正 員 矢 崎 銀 作（電気通信研究所）

(1) ま え が き

有線伝送機器は端局装置と中継装置とからなるが、現在これらの装置はいずれも周波数 100 kc 程度までトランジスタ化され、通話路変換装置は長距離用装置も標準化されているが、中継装置はトランジスタの周波数とパワーに制限されて適用領域が 100 km までの短距離搬送方式が実用に供されているにすぎない。高周波トランジスタを広帯域伝送方式に利用するため中継器の設計方法が研究されており、また音声伝送用双

方向中継器がプッシュプル接続回路よりシングル接続回路に改良された。以下にこれらの概要を説明し、トランジスタの有線伝送機器への応用の一端を紹介する。

(2) シングル形双方向中継器

トランジスタを用いた双方向中継器は前のこの特集号に紹介され⁽¹⁾、市内中継線や近郊市外線などに広く用いられているが、従来のものは回路が複雑なプッシュプル構成であったが、これが簡単で利得調整の容易なシングル形に改良され、まれ重信構成も簡易にできる方法が開発された。これを簡単に紹介すると

図1の回路における入力インピーダンス Z は

* 6.3-Wire and Wireless Communications.

(A) Applications in Semiconductor Elements to Wire Communication Apparatus. By GINSAKU YAZAKI, Member (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [資料番号 4651]

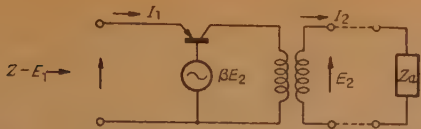


図1 シングル形負性インピーダンス変換器の原理図

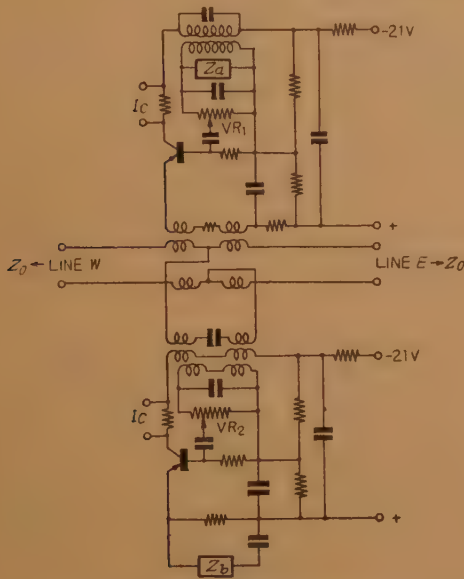


図2 シングル形双方向中継器回路図

$$Z \approx -\alpha \cdot \beta \cdot Z_a \quad (1)$$

で示される。短絡電流増幅率 α は使用伝送帯域ではば一定であるから、選送率 β と負荷インピーダンス Z_a に比例した負性インピーダンスがえられる。 Z_a は擬似インピーダンスで一般には複雑な回路網であるが、 β は可変抵抗器の分圧比として用いることができるので、負性インピーダンスを中継器として用いるとき利得調整が容易に行なわれる。このようにしてえられた負性インピーダンスをハイブリッドコイルを介して複合形

に接続して2線式中継器としたものが図2である。この中継器を実回線に用いた特性は前の論文でのべられたものと大差はない。また、この中継器は図3のように接続すると重信回線の構成が容易となる便利な回路が得られている。

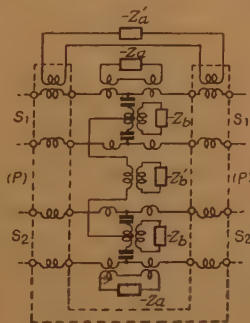


図3 重信構成

(3) トランジスタ広帯域中継器

(a) 中継器特性とトランジスタ・パラメータ

搬送中継器を設計するにあたっては、使用されるケーブル線路の特性、中継区間、トランジスタの性能などにつき経済的な方式設計を行ない、方式概要を決定したのち中継器の細部についての設計が行なわれる。この設計にあたっては、中継器利得、過負荷点、入力換算雑音、わい率、入出力インピーダンス、利得安定度、発振に対する安定度、等化度偏差などが考慮され、これらの諸特性と関連するトランジスタのパラメータは最大コレクタ損失 P_{cmax} (mW)、 α シャ断周波数 f_a または エミッタ短絡電流増幅率 $b=1$ になる周波数 $f_{b=1}$ (Mc)、わい率、雑音指数、 α または b である。

(b) 接地形式

トランジスタの接地形式にはエミッタ接地 (GE)、コレクタ接地 (GC)、ベース接地 (GB) の3形式があり、それぞれ特長があり pnp , npn を併用することにより回路部品数を減少させることができるなどの利点もあるが、線路中継器では1中継器当りの利得を多くとりうること、非直線ひずみに対して厳格な要求があること、安定度が要求されることなどの点から増幅率を最大にとりうる GE 形式にして帰還量を十分大にすることのできる負帰還増幅器が用いられる。負帰還増幅器はその構成上位相推移量に制限され3段構成を用いるのが普通である。

(c) 動作点の選定

トランジスタ増幅器も真空管の場合と同様に動作点の選定が重要であり、温度の影響を受けやすいので回路設計上重要な要素である。

(i) 増幅器過負荷点と P_{cmax} 特に出力段においては P_{cmax} と周囲温度 (T_a)、熱抵抗 (θ)、最大コレクタ接合温度 (T_j) を考慮して動作点を決定する必要がある、このことは特に最終段において必要であり、 P_o を増幅器過負荷点とすると通常

$$P_{cmax} = P_o + 9 \text{ (dBm)}$$

程度と考えてよい。

(ii) 無ひずみ最大出力 無ひずみ最大出力をうることができるように負荷インピーダンスを考慮して動作点を定める必要がある。この場合 I_c , V_c が一つの目安になるが、さらに厳密には、わい率特性の調査によって微小振幅に対するひずみ特性を考えなければならない。またトランジスタは一般にひずみに対する周波

数特性があるので伝送帯域の高周波側に注目するか低周波側に注目するかによってその動作点、負荷インピーダンスを選定する必要がある。一般に微小振幅に対するひずみの最適負荷インピーダンスはトランジスタの形式によって定められるが、合金形では $2\text{ k}\Omega \sim 3\text{ k}\Omega$ 、成長形では $1\text{ k}\Omega \sim 2\text{ k}\Omega$ 、拡散形では $0.5\text{ k}\Omega \sim 1\text{ k}\Omega$ 程度である。

(iii) 雑音指数 増幅器雑音は第1段目において特に重要であるが、トランジスタの動作点によりかなり影響をうけ I_c の選定が重要である。低周波側ではいわゆる半導体雑音が周波数に逆比例し、高周波においてはほぼ熱雑音と同一値となる。伝送帯域下部では半導体雑音に注意しなければならない。

(iv) b および f_a b と f_a は動作点によりかなり影響をうける。前者は μ 利得と、後者は $\mu\beta$ 特性のシャ断特性に関連し、いずれもできるだけ大なることが望ましい。なをトランジスタの形により b と f_a は電流依存性の異なるものと小なるものとがあるので注意を要する。

(d) 帰還形式

帰還形式は真空管の場合と同様に電圧、電流およびハイブリッドコイルによる複合帰還のいずれをも用いることができるが、広帯域線路中継器では一般に非直線ひずみが問題になるので大きな帰還量を必要とし、また入出力回路にインピーダンス整合素子を用いないで伝送線路にインピーダンスを整合させることができ、 S/N 効率の最もいいハイブリッド帰還が用いられる。また真空管による中継器においては電圧動作回路であるため回路インピーダンスが高くなるので入出力変成器の分布容量、漏えいインダクタンスなどの影響によりハイブリッド帰還は 500 kc 位までとされてきたが、トランジスタ中継器の場合は電流動作の回路であるので回路インピーダンスは低くなり、かなり高周波領域 (10 Mc 位) までハイブリッド帰還が可能である。

(e) 回路設計

中継器回路設計の順序は真空管中継器の場合と同様に入出力回路、 β 回路、 μ 回路、 $\mu\beta$ 回路の順序で行なわれている。

(i) 入出力回路 入出力回路は S/N を最良にするため伝送帯域最高周波数における初段トランジスタの入力インピーダンスと整合させる。トランジスタ増幅器は電流利得回路であるので入力変成器の二次側インピーダンスは数 100 オームが使用され、したがって

トランジスタ増幅器の雑音指数は約 3 dB となる。出力回路においては前にのべたように過負荷点および歪率を最良にする負荷インピーダンスを選定する。一般にトランジスタ増幅器では変成器の二次側インピーダンスがかなり低くできるので変成器自体の設計はかなり容易になるのでこの分を帯域拡張に利用できる。

(ii) μ 回路 伝送線路は周波数に対して損失が傾斜特性を持つのでこれを補償するため、 μ 回路は帯域最高周波数で μ 利得を最大にするとともに β 利得をも考慮して必要な傾斜特性をもつように設計する。なお $\mu\beta$ 回路の補正も一部この回路で行なわれる。

図4のエミッタ接地3段構成回路の動作利得は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} G &= 20 \log_{10} \left| \frac{V_1}{V_2} \right| \\ &= 20 \log_{10} b^1 \cdot \left| \frac{R_L}{h_{11} + R_g} \right| + 10 \log_{10} \left| \frac{Z_1}{Z_2} \right| \\ &\quad + 10 \log_{10} \left| \frac{Z_2'}{Z_1'} \right| - 6 \text{ (dB)} \end{aligned} \quad (3)$$

ここで b は各段とも同一としている。なお先にのべたように各段における動作点はひずみ、雑音を最良にするように、また b 、 f_a は十分大になるように選定する必要がある。 μ 利得の成形はエミッタ回路、段間のコレクタ、ベース間にそれぞれ直列および並列に二端子回路を挿入することによって行なわれる。また初段より終段に至る間の利得配分は動作点に注意して終段になる程利得が大になるように選定すれば初段、中間段におけるひずみの問題は生じない。

(iii) β 回路 β 回路は主として中継器利得特性成形に使用されるが一部 $\mu\beta$ 特性補正回路に用いられることもある。ハイブリッド帰還増幅器の利得は出力回路における変成器の二次側巻線比 $p:q$ およびこの間に挿入される回路網の挿入損失によって定められる。中継器利得が小なる場合は直列挿入回路のみによって達成しうが、中継器利得が大なる場合は挿入回路のインピーダンスが高くなり漸近線損失の増加または回路分布容量の影響により不利な場合があり通常 T 形回路網が使用される。

図5のように直列回路網のみによって成形を行なう



図4 トランジスタ増幅回路

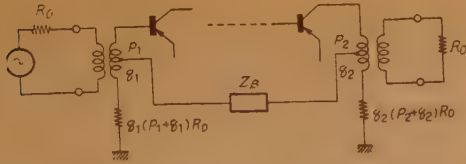


図5 直列回路による β 回路

場合の中継器利得は次式で与えられる。

$$A = \left| \frac{Z_B}{2q_1q_2R_0} \right| \quad (4)$$

また図6のようにT形回路の場合の中継器利得は次式によって与えられる。

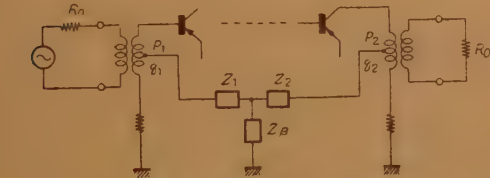


図6 T形回路による β 回路

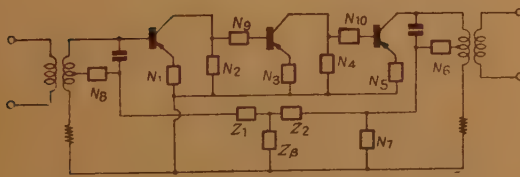


図7 $\mu\beta$ 成形成回路の挿入

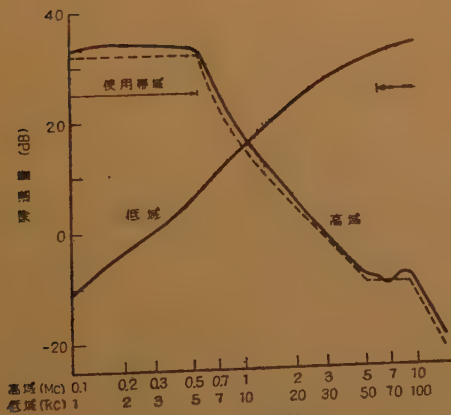


図10 $\mu\beta$ 特性

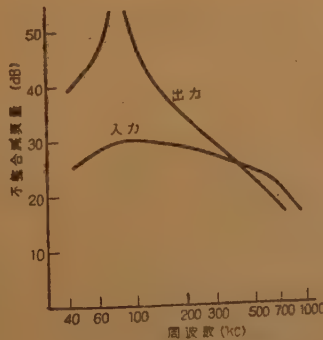


図11 不整合減衰特性

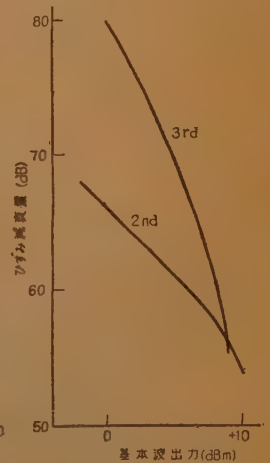


図12 わい率特性

$$A = \left| \frac{(Z_1 + R_0 p_1 q_1)(Z_2 + p_2 q_2 R_0)(p_2 + q_2)}{q_1 q_2 R_0 Z_\beta (p_2 + 2q_2)} \right| \quad (5)$$

(iv) $\mu\beta$ 回路成形成 中継器の発振に対する安定度をうるために $\mu\beta$ 回路の成形成が行なわれる。これは μ 回路または β 回路に帯域外高周波のみに寄与する二端子回路網を挿入して行なう。図7の N_1, N_3, N_5 は

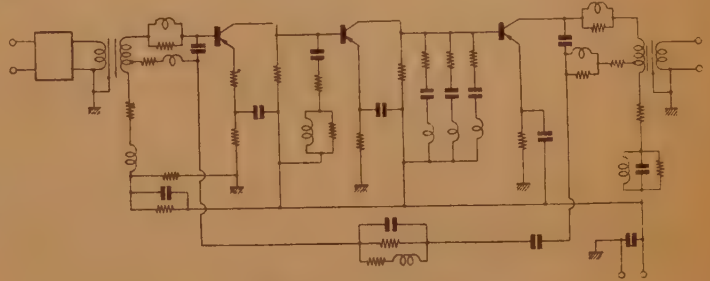


図8 中継器回路

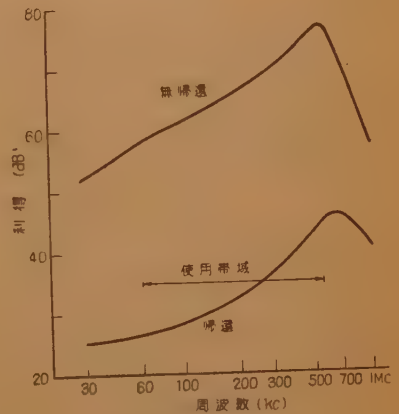


図9 利得特性

エミッタ回路によるもの、 N_2, N_4, N_6, N_8 は段間に、 N_7 は β 回路に、 N_9, N_{10} は入出力回路に挿入して通常は漸近線損失の減少に利用する。これら補正回路の挿入位置についてはそれぞれ一長一短があり、一意的には定めがたく設計者の経験によって行なわれているのが現状であり、通常 1 中継器当り 4~5 個の回路の使用によって目的が果されている。 $\mu\beta$ 特性の成形成は真空の場合とほぼ同一であるが、普通に考えられる第 1 シャ断特性に対して $r_{bb'}$ と C_c によって、第 2 シャ断特性が $f_{b=1}$ の近傍で起きる場合はこれによる位相回転を考慮する必要がある。

(d) 実施例

設計例としてケーブル減衰量が $\beta=5.6\sqrt{f}(\text{dB/km})$ (f, Mc) の中継器回路図を図 8 に示した。この伝送帯域は 60 kc~552 kc で中継間隔は 11 km である。これに用いたトランジスタは合金接合形でその諸パラメータは

最大コレクタ損失 (25°C)	$P_{c \max}$	80 mW
最大コレクタ電圧	$V_{c \max}$	16 V
最大コレクタ電流	$I_{c \max}$	15 mA
α シャ断周波数 ($V_c=6 \text{ V}$ $I_c=1 \text{ mA}$) f_{ca}		12 Mc
$r_{bb'}$		95 Ω
C_c		10 pF

であり、この中継器に対する利得特性、 $\mu\beta$ 特性、入出力不整合減衰特性、わい率特性などを図 9 ないし図 12 に示した。

(4) むすび

以上是有線伝送路に用いられる中継器の設計の概要と実験例を簡単に説明したが、適用例は現在短距離搬送用中継器のみに限られているが、今後細心同軸用中

継器、無装荷ケーブル用中継器、標準同軸用中継器などに利用されてゆくことになるであろう。また端局装置に用いられる送信増幅器や受信増幅器は線路中継器と大差はないので同じように採用されることになるであろう。また搬送電流共同供給装置には大出力トランジスタが要望されているが、これらはいずれもメサ形拡散トランジスタが安定に生産されるようになれば逐次解決されてゆくであろう。トランジスタの伝送機器への応用の現状は音声伝送機器や既設装置の一部をトランジスタ化したものと簡易な裸線搬送装置などに限られており、トランジスタの広帯化と高出力化と共に逐次長距離伝送機器に応用されてゆくことになるであろうが、最も期待されるものは近距離大回線束に対応する最も経済的な新伝送方式の出現であろう。

文 献

- (1) 熊谷：“トランジスタの電話の応用”，信学誌，39，4，p 363 (昭 31-04)。
- (2) 沢田他：“重信双方向中継器”，通研実用化報告，8，6，(昭 34)。
- (3) 太田：“トランジスタ搬送中継器の設計”，通研実用化報告，7，6，(昭 33)。
- (4) 寿司：“トランジスタ搬送中継器の設計” 通研成果報告，第 1301 号，(1959-09)。
- (5) 水口：“トランジスタ短距離搬送電話方式”，通研実用化報告，7，6，(昭 33)。
- (6) G.A. Speseha, J.O. Strutt: “Theoretische und experimentelle Untersuchung der Verzerrungen in Niederfrequenz-Flaechentransistor-Vierpolen”，AEU，11，8，(1957)。
- (7) 太田：“トランジスタ増幅器の入出力回路”，トランジスタ専委資料，(1956-12)。
- (8) R.F. Shea: “Transistor Circuits”。
- (9) H.W. Bode: “Network analysis and feedback amplifier design”。
- (10) 緒方他：“負帰還増幅器”，通信学会刊 (昭 34-07)。
- (11) 杉崎：昭 34 信学全大予稿。
- (12) 金田：昭 33 連大予稿。

UDC 621.382.3 : 621.396

(B) 無線通信機器への応用*

正 員 深 海

規 (電気通信研究所)

半導体の無線機器への応用の目的は、①半導体化による機器の小形化、②所要電力の僅少化、③低雑音化に主体がおかれている。有線機器に使用されている半導体に比し、使用周波数も高く、高レベルで使用され

るものもある故、簡単な装置以外は全面的に半導体化される段階にはまだ達していない。しかし最近高周波トランジスタが急速に進歩し、また新しい原理によるダイオード (パラメトロン増幅用ダイオード、エサキダイオード等) の開発により、特に受信機の半導体化が活発となってきた。以下一般の無線機器の構成にしたがい高周波回路、周波数変換回路、中間周波回路につ

* (B) Applications of Semiconductor Elements to Wireless Communication Apparatus. By TADASU FUKAMI, Member (Electrical Communication Laboratory, Tokyo). [資料番号 4652]

いて簡単に説明し、最後に実用例を1~2紹介しよう。

(1) 高周波回路

(a) パラメトロン増幅器

ダイオードの障壁容量を非直線容量素子としてパラメトロン増幅器に適用すると、非常に低雑音のマイクロ波増幅器ができる。この使い方には2種類考えられる。その一個は図1に示すように信号周波数 f および励振周波数 f_0 と f との差 f' に対し、ダイオードが負性抵抗を示す下側帯波利用方式である。 f に対する負性抵抗を利用するには図2(a)に示すごとく入出力を分離するサーキュレータを使用した回路があり、 f' に対する負性抵抗を利用するには入出力周波数が異なるため特にサーキュレータを必要とせず、図2(b)のようにフィルタで分離する回路がある。

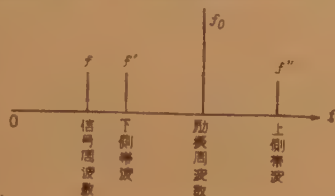
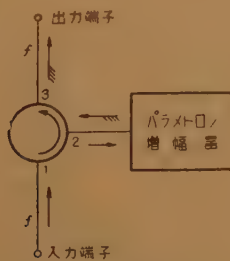


図1 使用周波数の説明

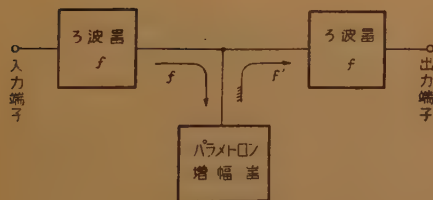
振周波数 f と f' との差 f' に対し、ダイオードが負性抵抗を示す下側帯波利用方式である。 f に対する負性抵抗を利用するには図2(a)に示すごとく入出力を分離するサーキュレータを使用した回路があり、 f' に対する負性抵抗を利用するには入出力周波数が異なるため特にサーキュレータを必要とせず、図2(b)のようにフィルタで分離する回路がある。

他の一つは上側帯波利用方式である。この場合は負性抵抗は発生しないが、入出力周波数の比に相当する電力利得が得られる。したがって低い周波数を高い周波数に変換する場合に一種の増幅器として使用できる⁽¹⁰⁾。



(a) サーキュレータを使った例

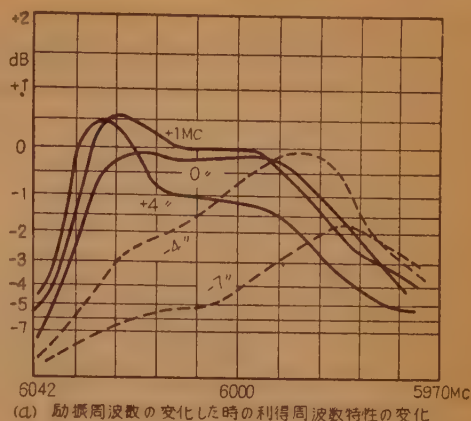
図2 (a)



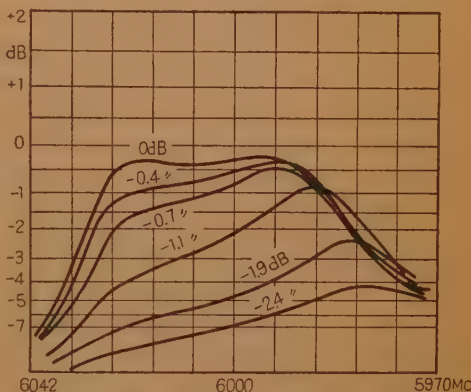
(b) フィルタを使った例

図2 (b)

図2 パラメトロン増幅器の構成



(a) 励振周波数の変化した時の利得周波数特性の変化



(b) 励振電力が変化した場合の利得周波数特性の変化

$f_0=12.147$ Gc, $P_0=19.2$ dBm 利得=13 dB

図3 励振電源に対するパラメトロン増幅器の安定度

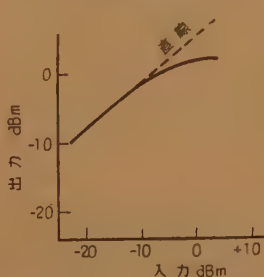


図4 パラメトロン増幅器の飽和特性

飽和特性を生じる。これはマイクロ波の振幅制限器にも使用される可能性がある⁽¹⁴⁾。

これらの原理に基づく実験例は数多くあるが、その代表的なものを表1に示す。

(b) エサキ・ダイオード増幅器 つぎに最近開発されたダイオードにエサキ・ダイオード(またはトンネル・ダイオード)がある。これの最も大きな特徴

表 1 パラメトロン増幅器の実験例

	形 式	入力周波数	励振周波数	出力周波数	励振電力	利 得	帯 域	雑音指数	文 献
Stanford Univ.	共 振 形	2.3 Gc	3.5 Gc	2.3 Gc	10 ⁴ mW	19 dB	1 Mc	<4.8dB	(1)
Bell Lab.	共 振 形	5.84	11.7	5.84	50~500	18	8	<6	(2)
RCA	四 端 子 形	0.214	0.15	0.214	100	8	0.25	2.5	(3)
Bell Lab.	進 行 波 形	0.38	0.63	0.38	2	10~12	100~200	3.5	(4)
Airborne I.L.	共 振 形	0.4	9.7	9.3	—	18	2.5	<1*	(5)
Bell Lab.	上側帯波形	0.46	8.915	9.375	200	9	—	2±0.5	(1)
東 芝	共 振 形	2.8207	6.8135	2.8207	120	30	1.9	1.5~2*	(6)
東 大	共 振 形	1.91	6.063	4.153	—	—	93**	4	(7)
日 電	共 振 形	5.875	11.68	5.805	—	20	10	6	(8)
通 研	共 振 形	0.9	6.95	6.05	<100	20	10***	2	(9)

* Overall, **利得・帯域積, ***1dB 下り

はわずかな直流電力を加えるだけで負性抵抗が得られる点で、パラメトロン増幅器のように励振電力を必要とせず、非常に小形で経済的な発振器や増幅器を作ることができる⁽¹²⁾。また雑音も低く、(パラメトロン増幅器には現在の所およばないが)温度変化に非常に強い特徴をもっている。しかし現在のところ発振器としては出力も弱く、また障壁容量の小さいものが作りにくいので高い周波数までのび難い。図5にこのダイオードを使用した増幅器を示し、表2にその利得、雑音指数の一例を示す。また発振器としては1.4 Gcで動作させた例がある⁽¹³⁾。

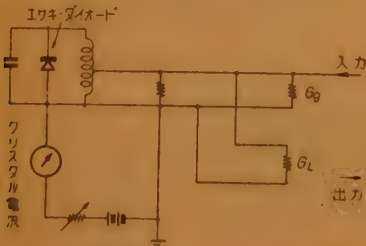


図 5 エキサダイオードを用いた増幅器

表 2 エキサダイオードによる増幅器の特性
(中間周波数: 30 Mc)

ダイオード 電流 (μ A)	負性コンダクタンス (Ω)	負荷コンダクタンス (Ω)	利 得 (dB)		帯 域 (Mc)		雑音指数 (dB)	
			測定	計算	測定	計算	測定	計算
250	-1/375	1/1000	20	23	0.2	0.3	4.5	4.7
300	-1/310	1/200	40	36	0.19	0.16	6.3	4.5
350	-1/206	1/50	27	26	0.8	1.05	8.0	6.8

(2) 周波数変換回路

高周波から中間周波に変換するいわゆるダウ・コ

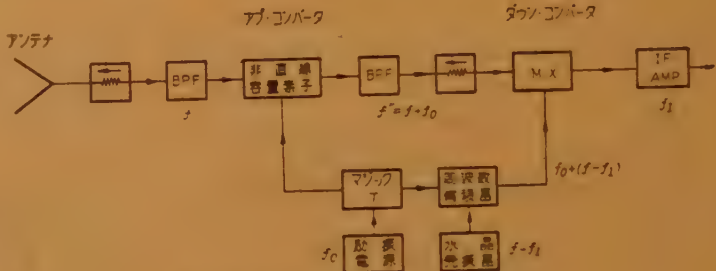


図 6 見通し外通信用パラメトロン増幅器

ンバータと中間周波から高周波に変換するアップ・コンバータとがある。前者は従来マイクロ波受信機で使用されており、ここに再び説明の必要がないが、周波数の高い領域で変換損失、雑音指数の小さいダイオードが開発されている。たとえばゲルマニウムをガラスで密封した 1N263 等で、バイアスをわずかに正にすることにより雑音指数が約 1.5 dB 改善される。

アップ・コンバータは(1)項の上側帯波利用の方式と同様の原理のもので障壁容量を使うものが優れている。この回路とダウ・コンバータ回路とを併用して雑音指数を下げ、かつ周波数の変動の影響をなくした図6のごとき回路が見通し外通信用受信機に使用されている例がある。

(3) トランジスタ高周波および
中間周波増幅器

(a) 単方向化と出力インピーダンス

トランジスタを用いた高周波あるいは中間周波増幅器の設計においてまず最初に問題となるものは、トランジスタの内部帰還による増幅器の入出力間の干渉の処理法である。トランジスタの入力インピーダンス Z_i は h パラメータにより

$$Z_i = h_{11} - h_{12} h_{21} / \left(h_{22} + \frac{1}{Z_L} \right) \quad (1)$$

と示され、 Z_i は負荷インピーダンス Z_L の影響をうけて変化する。負荷が共振回路の場合には Z_i は複雑な変化をなし、その抵抗分 R_i が負になることもある得る。この内部帰還特性により高周波あるいは中間周波増幅器では発振の可能性を生じ、しからざる場合でも増幅器の調整が非常に困難となる。

内部帰還を零またはそれに近くして、増幅器の伝送を単方向化するには 2 つの方法が行なわれている⁽¹⁵⁾。その一つは外部に中和回路を付加して合成回路の $h_{12} = 0$ とする方法であり、他は Z_i を小ならしめて式 (1) の第 2 項を小とし内部帰還の影響を減らすものである。中和の回路は各種使われているがエミッタ接地回路においては図 7 のごと

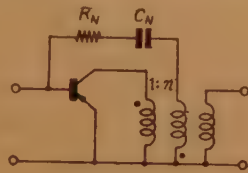


図 7 中和回路

き回路が簡単有効であり有能電力利得も大である⁽¹⁶⁾。しかし一般に中和回路は正帰還回路であって、中和による単方向化増幅器は必ずしも絶対に安定ではなく、周囲条件あるいはバイアス点の移動等によるトランジスタ・パラメータの変化のため、増幅器は Nyquist point を含んで発振する場合がある。したがって安定度を重要視する多段増幅器等においては中和による単方向化は避けて、非整合による電力利得の減少はあっても負荷インピーダンスを低くとる非整合方式を採用する方が安定であり、かつ中和回路の調整に要する労力もはぶけて利点が多いとする論文もあり⁽¹⁵⁾⁽¹⁷⁾、場合に応じて両者の方法がいずれも用いられている。

(b) 段間結合方式

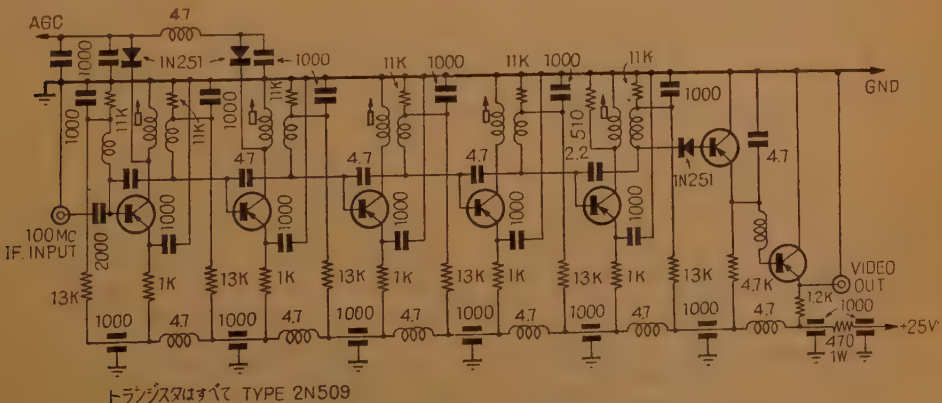
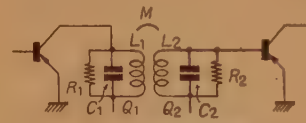
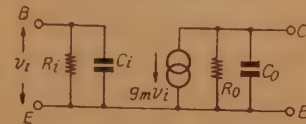


図 9 100 Mc 中間周波数増幅回路

トランジスタ放送用受信機等の比較的狭帯域で経済性に重点をおく場合には段間結合回路はもっぱら単同調回路が用いられている⁽¹⁸⁾。広帯域マイクロ波中継



(a) 複同調結合回路



(b) トランジスタ中和増幅器の等価回路

図 8

器の中間周波増幅器ではスタガ単同調回路、複同調回路、あるいは、さらに広帯域化をねらってスタガ複同調回路⁽¹⁹⁾等が使用される。複同調回路(図 8(a))の設計においては一次側と二次側の Q の値を等しくとる場合 (equal Q) と異にする場合がある。この前者と後者の $Q_1 = \infty$ (one side loading) の場合の利得帯域幅積を比較すれば、振幅平坦特性に対しては one side loading の方が 3 dB 以上大となる。一方回路定数の変動に対する伝送特性の安定度は equal Q の方が良好であるといわれる。いま試みにメサ形トランジスタの 70 Mc における中和したエミッタ接地回路の入出力等価回路を図 8 (b) で示し、一例として

$$\begin{cases} R_i = 125 \, \Omega \\ C_i = 20 \, \text{pF} \end{cases} \quad \begin{cases} R_0 = 10 \, \text{k}\Omega \\ C_0 = 1 \, \text{pF} \end{cases}$$

とすれば、これをそのまま結合回路の同調容量およびダンピング抵抗として使用した場合、 $Q_1 > Q_2$ となり one side loading の状態に近くなる。one side loading の場合 3 dB 落通過帯幅 B は

$$B = 1 / (2 \sqrt{2} \pi R_i C_i) \quad (2)$$

であるから、この場合 $B \approx 45 \, \text{Mc}$ が得られこれを 7

段重ねてほぼ ± 13 Mc の帯域幅をもつ多段増幅器が構成される。図9は単同調回路により整合負荷の条件の下に設計された広帯域中間周波増幅器の回路例⁽²⁰⁾で、中心周波数 100 Mc、通過帯域幅 20 Mc、利得 70 dB である。

(c) AGC 回路

トランジスタ増幅器は直流動作点をえて利得制御を行ない得るが、AGC には主としてエミッタ電流を変化させる方法とコレクタ電圧を変える方法とが使われており、放送受信機等には電流制御が多く使用されている⁽²¹⁾。しかし、これらの方法ではたとえば電流制御の場合電流の減少につれて入出力抵抗が大となり中間周波の帯域はせまくなる。

また電圧制御の場合にはコレクタ容量が変化することの變動を伴う。これを

避けるために直接トランジスタを



図10 パリオツサ形 AGC

制御せずに図 10 に示すとき方法も使用される。すなわち半導体ダイオード等の非直線インピーダンス素子で減衰器を構成し、AGC 電圧により減衰度を変化せしめるものである。

(d) 雑音指数

トランジスタの雑音指数⁽²²⁾はエミッタ接地、ベース接地の場合とも同一である。トランジスタを低雑音で使用するためにはエミッタ電流はなるべく少なく (1mA 以下)、コレクタ電圧は雑音の急増が起こらない範囲に低くとる必要がある。また入力回路の電源内部抵抗 R_0 にも関係し、 R_0 は通常 100~1000 Ω に最適値があり、この値は入力整合の条件とは一般に一致はしないが臨界的なものではない。トランジスタの高周波における雑音指数は利得の減少と雑音の増加により、周波数 $\sqrt{(1-\alpha_0)}f_{ac}$ 付近から 6 dB/octave の割合で劣化するから、増幅器初段には使用周波数よりも充分高い α カットオフ周波数 f_{ac} をもつトランジスタを採用しなければならない。

(e) 振幅制限回路

振幅制限回路にはトランジスタを真空管リミッタと同様の方法で使用するが、またはダイオードを使用したもの、他に半導体の特殊な性質を利用したもの等がある⁽²³⁾。真空管類の回路として、エミッタを低エミッタ電流の状態にバイアスした回路では、微小信号に対しては直線増幅器として動作するが、コレクタ回

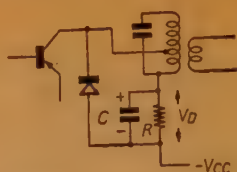


図11 ダイオードリミッタ回路

路に直列に高抵抗を入れることにより大信号にはリミッタとして使用することができる。ダイオード・リミッタの回路例は図 11 に示す。図中の V_D により clipping level が決定する。半導体特有の性質を利用したリミッタとしてトランジスタのエミッタ・ベース間電圧変化によるコレクタ側の output impedance の変化を利用したもの、あるいは接合ダイオードの hole storage effect によるもの⁽²³⁾等がある。

(4) 実施例

トランジスタ無線機器については、BC バンドの家庭用受信機の生産は真空管のそれを上回るまでに至っており、通信用あるいは VHF 帯以上の機器にも今後急速に普及するものと見られる。

3~30 Mc 帯の通信用としてアマチュアにより試作された受信機がある⁽²⁴⁾。これは高周波部に 2N 384、中間周波に 2N 169 A トランジスタを使用し高周波 1 段、第 1 中間周波 1 段、第 2 中間周波 4 段のダブル・スーパーで第 2 中間周波にはバンド幅 3 kc のメカニカルフィルタを備え、音声周波出力 50 mW に対する入力 0.2~0.5 μ V である。

VHF 以上の周波数帯域に対しては従来より FM 放送受信機、TV 受像機、移動無線機等が試作されて真空管式に匹敵するものも得られているが、その量産化は高周波トランジスタの生産および価格の問題等により遅れていた。しかし最近ではそれらも順次克服されてわが国でもポータブル・テレビが市販されるまでになっている。試作例について挙げるならば、FM 受信機では 88~108 Mc 帯受信用で RF 1 段、IF 3 段その他にドリフト・トランジスタを使用し、NF は 6 dB、受信機総合の感度は 98 Mc において 20 dB quieting で 3.7 μ V の入力となっているもの⁽²⁵⁾、また Diffused Base Transistor を使用した例⁽²⁶⁾等がある。試作 TV 受像機ではチューナ回路等のトランジスタ化に問題があり、これらについて若干の報告がなされている⁽²⁷⁾⁽²⁸⁾、また 150 Mc 帯の移動無線用受信機が高周波部に MADT 2N 502 トランジスタを使用して製作されている⁽²⁹⁾。以上のほかにレーダ、マイクロ波広帯域中継機等の IF 段もトランジスタ化の傾向にある⁽³⁰⁾。

文 献

- (1) H. Heffner, K. Kotzebue: "Experimental characteristics of a microwave parametric amplifier using a semi-conductor diode", I.R.E. **48**, 6, p 1301, (June 1958).
- (2) C.F. Herrman, M. Uenohara, A. Uhler: "Noise-figure measurements on two types of variable reactance amplifiers using semiconductor diodes", I.R.E. **48**, 6, p 1301 (June 1958).
- (3) K.K.N. Chang: "Four-terminal parametric amplifier", I.R.E. **47**, 1, p 81 (Jan. 1959).
- (4) R.S. Engelbrecht: "A low noise nonlinear reactance traveling wave amplifier", I.R.E. **46**, 9, p 1655 (Sept. 1958).
- (5) J.C. Greene, P.P. Lombards: "Low noise 400 Mc reactance amplifier", Microwave journal **2**, 5, p 28, (May 1959).
- (6) 林, 永井, 黒川, 高橋: "S-band parametric 増幅器の実験", マイクロ波伝送研究専委資料, (1959-12-17).
- (7) 浜崎, 亀尾: "ダイオードを用いた共振器型パラメトリック増幅器", 昭 34 信学全大, 213.
- (8) 海東: "6000 Mc 負性抵抗メーバー", 昭 34 信学全大, 211.
- (9) 岡島 鄭: "下側帯波 周波数変換型パラメトロン増幅器", 電学パラメトロン増幅器調査委資料, (1959-11-11).
- (10) 喜田, 三瓶, 岡島: "ゴールドおよびシルバボンデッドダイオードを用いた送信周波数変換器", 通研研究実用化報告, **7**, 10, p 837, (1958-10).
- (11) K.K.N. Chang: "Low noise tunnel-diode amplifier", I.R.E. **47**, 7, p 1268 (July 1959).
- (12) H.S. Sommers: "Tunnel diode as high frequency devices" I.R.E. **47**, 7, p 1201, (July 1959).
- (13) 岡島: "6 Gc 帯共振型パラメトロン増幅器", 電学パラメトロン増幅器調査委員会資料, (1959-10).
- (14) 増田, 森本, 岡島: "マイクロ波パラメトロン増幅器の振幅制限特性", 昭 34 信学全大, 215,
- (15) D.E. Thomas: "Some design considerations for high-frequency transistor amplifiers", B.S.T.J. **38**, 6, p 1551 (Nov. 1959).
- (16) A. J. Cote Jr.: "Evaluation of transistor neutralization networks", Trans I.R.E., **CT-5**, 2, (June 1958).
- (17) D. G. Paterson: "Achieving stable high-frequency design with the mesa transistor", Electronic Design (Oct. 14, 1959).
- (18) 安田順一: "トランジスタ回路", 電波技術社(昭34).
- (19) M.M. McWhorter and J.M. Pettit: "The design of stagger-tuned double-tuned amplifiers for arbitrarily large bandwidth" I.R.E. **43**, 8, p 923, (Aug. 1955).
- (20) S.E. Lipsky and J.F. Siegel: "Design considerations for wide bands transistorized VHF amplifiers" Semiconductor Products (Dec. 1959).
- (21) 川上正光: "電子回路 V", 共立出版 (昭 33)
- (22) A. van der Ziel: "Noise in junction transistors" I.R.E. **48**, 6, p 1019 (June 1958).
- (23) R.F. Shea: "Transistor circuit engineering", J. Wiley and Sons Inc., New York (1957).
- (24) H.F. Priebe Jr.: "All-transistor communications receiver", QST, p 11, (Feb. 1959).
- (25) J.W. Englund and H. Thanos: "Application of RCA drift transistors to FM receivers", Trans. I.R.E., **BTR-5**, 1, (Jan. 1959).
- (26) H. Cooke: "Transistorized entertainment type FM receivers", Semiconductor Products (Mar. 1959).
- (27) C.R. Gray: "14" direct view transistorized television receiver", Semiconductor Products (Dec. 1959).
- (28) "最近のトランジスタ素子と回路一", 電気三学会関西支部 p 174. (昭 34).
- (29) 川添重義他: "150 Mc 帯全トランジスタ移動無線機について", 昭 34 信学全大, 480.

UDC 621.382.3 : [621.396.97+621.397

6.4 放 送 (ラジオ・テレビ)*

正 員 樋 渡 消 二 (日本放送協会技術研究所)

(1) は し が き

半導体素子特にトランジスタ、ダイオードの放送への応用としては、第1にトランジスタラジオの生産がますます増加していることで、昭和 34 年末のわが国の月産数は、すでに 100 万台を突破している。

* 6.4—Broadcast. By KENJI HIWATASHI, Member (Research Laboratory, Japan Broadcasting Corporation, Tokyo). [資料番号 4653]

一方、トランジスタ・テレビ受像機についても、二三の生産会社が手がけ試作しているが、性能と価格の点でまだ量産の段階ではない。

一方放送局側としては、まず携帯用機器(屋外中継用)として小形・軽量・小消費電力化を旨とし、昨年最も活躍したトランジスタ化イメージオルシコン・カメラをはじめ、かなりトランジスタ化の試作機器が現われ、十分実用できる資料が得られた。最近ではさらに



図1 トランジスタ化中継増幅器

高信頼度の自動化を旨とした固定設備のトランジスタ化へと発展しつつある。かくて、いわゆる演奏用機器（オーディオとビデオ周波）は一応トランジスタ化可能の見通しが得られ、研究段階から実用化の段階へ移行しつつある状態である。以下主として放送用機器への利用と問題点を簡単に述べる。

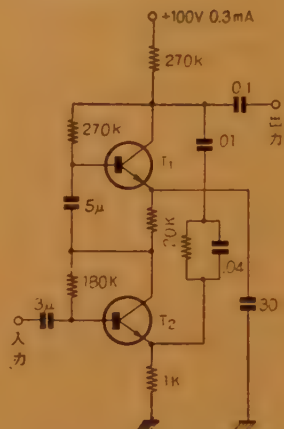
(2) ラジオ放送用オーディオ機器⁽¹⁾

マイクロホン、ピックアップ、テープレコーダなどの前置増幅器のごとき低レベル回路では真空管とは同等の性能が得られるようになった。局外中継増幅器の例では、低雑音動作・エミッタ接地の2段縦続により初段利得を増し、ミクシング減衰器の制御によりSN比が変わらぬものとし、また負帰還により初段入力レベル -35 dBm まで高調波ひずみ 1% 以下、雑音レベル -120 dBm のものが得られている（図1）。

スタジオ用前置増幅器のようなものでは性能と信頼度に重点があり、雑音の点では真空管式における入力換算雑音レベル -126 dBm に比べやや大きく、真空管程度にしようとするれば、ひずみが増し現在ひずみ 1% の許容最大入力レベル -35 dBm、雑音レベル -124 dBm 程度が限度となっている。初段雑音指数は 5~10 dB 以下であることが必要で、これはトランジスタで得られるが、リボン・マイク用ではSN比の点で高インピーダンス入力が望ましく、入力インピーダンスが低いと低域特性が悪くなり、10 dB の雑音指数が得にくくなる。NHK 仕様の 2BT-I 形前置増幅器は、1000 c/s のひずみ 0.85%（真空管式は 0.5%）、入力雑音レベルは -120~-125 dBm（真空管式は -124~-126 dBm）、電力効率 12.7%（真空管式で 0.93%）である。

テープレコーダ用増幅器も高入力インピーダンスを必要とするが、エミッタ・ホロウまたはエミッタ接地に負帰還を用いるのを常としている。図2にピックアップ用の前置増幅器の例を示す。

一方スピーカに直結する数 W の電力増幅器では、高域のひずみ温度安定度、価格の点で多少問題が残っ



T₁T₂: 2T 67 (HJ-33)
50 c/s~10 kc で CCIR の特性に ± 0.3 dB 以下、
SN 比 70 dB 以上、ひずみ 0.7% 以下

図2 ピックアップ用前置増幅器

ている。しかし出力トランスを省略できる利点もある。パワー・トランジスタの性能が十分でないため、価格を考えると経済的設計法が不十分である。高電力増幅段では、ひずみを生じやすいが、ひずみには、信号レベルによる h_{11} , h_{21} の非直線性によるひずみがあり、定電圧駆動では高調波ひずみを生じ、一方 h_{21e} の非直線性は出力ひずみを起こす。またB級ではクロス・オーバーひずみを生ずる。実際にはエミッタ接地の f_a が 5~15 kc のパワートランジスタでは、負荷を下げたシャント・レギュレータ増幅器や、特性をよくするためにベース接地を終段としたり、補対称接続を用いることもある。相補対称接続では、スピーカのボイス・コイルに直結することができる。放送用電力増幅器は 3 W が限度で、A級またはB級が使用される。

制限増幅器 としては vari- μ 管相当のトランジスタがないので、ダイオードの非直線インピーダンスを利用することが考えられている。表1は NHK 仕様

表1 2MT-1形増幅器（スタジオ用）

利	得	61.3 dB (61 dB)*
ひ	み**	0.8% 以下 (0.5% 以下)
入力換算雑音レベル		170 dBm 以下 (115 dBm 以下)
-72 dB に対する		
SN 比		45 dB (43 dB 以上)
電力効率		30.8% (4.35%)
消費電力		0.21/3.24 W (23.1 W)
温度範囲		0~55°C (0~35°C)

* カッコ内は真空管式

**出力 30 dBm, 1W, 1000 c/s に対し。

定格 1 W で準相補対称回路のスタジオ用増幅器の性能を示したものである。

(3) ラジオ放送用無線機器

ラジオ用無線機器としては、現在のところ 2, 3 の

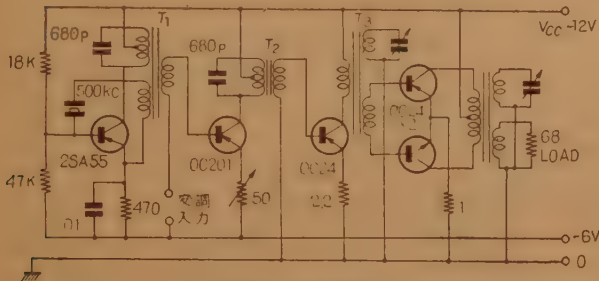


図 3 中波送信機

携帯用連絡電話が開発された程度である。NHK 技研のワイヤレスマイクはコンデンサ・マイクを発振器の同調回路に使用して FM を行なうもので、 $f_c = 40 \text{ Mc}$, $4 F = 5 \text{ kc}$, $10 \sim 20 \text{ mW}$, 通達距離 100 m 以内、周波数特性 $0 \sim 20 \text{ kc} (\pm 3 \text{ dB})$ である。また Motorola の Handy Talky は、受信機第 2 検波以後と送信機音声周波部をトランジスタ化して、その分だけ出力増加をはかっている。NHK 技研では 1958 年に 53 Mc 帯 VHF 受信機的全トランジスタ化に成功した。放送用送信機のトランジスタ化には、 $f_c = 30 \text{ Mc}$, $P_c = \text{数 W}$ のトランジスタを必要とし、変調器においては、ひずみが問題となる。方法としては前段でベースまたはエミッタ変調を用い、負帰還によってひずみを軽減する方法がよい。Mullard では 500 kc, 出力 3 W の中波送信機を作った例⁽²⁾があり図 3 に示す。トランジスタでは C 級の高周波増幅は正孔蓄積効果のため高効率が望めない。

そのほか移動中継用機器として 160 Mc 帯 FM, 出力 30 W について 15 Mc までトランジスタ化することができるし、FM 送信機でリアクタンス管方式の AFC の周波数連減、発振器、変調器にトランジスタを用いるとマイクロホニック等を生じないので好適である。

(4) テレビ放送用移動形機器

まずテレビ・カメラの機動性を増すための超小形カメラウォークー・ルッキー⁽³⁾は、NHK 技研においてははじめ真空管式のものを 1955 年以来研究をすゝめ、1 人携行を目標としたが電池の重量が大きいく、かつ使用時間の制限から機能的に不充分であった。トラ

ンジスタの開発とともに全トランジスタ化したものを完成した。(1957 年 5 月)翌年、実際の放送に実用できる形式のものを試作し実際の放送に使用した。RCA でも本機を試作中に Creepie Peepie⁽⁴⁾を発表した。

NHK のウォークー・ルッキーは 1 インチビデオコン 7038 と 3 インチファインダをもつ手持ちカメラと、2000 Mc ペンシル管 FM 送信機 (円偏波アンテナ)、変調器、電池、DC コンバータ同期信号発生器を含む背負いバックとよりなり、基地局との同期結合は、音声連絡回線 (150 Mc 帯 FM) に $f_h/2 = 7.875 \text{ kc}$ の正弦波を多重して送り、音声の上り回線は、映像信号の帰線期間に時分割多重を行なうものである。映像の伝送に円偏波を用いたのは、多重伝ばんの妨害をできるだけ避けるためである。表 2 は本器の性能を他と比較したものである。

表 2 ウォークー・ルッキーの性能

摘 要	NHK (TWLX-2)	RCA (Creepie Peepie)	真空管式 (NHK)
トランジスタ	102 本 (他にダイオード 52 本)	72 本	26 本 (外に真空管 43 本)
撮 像 管	7038	1/2 インチビデオ	6326
レ ン ズ	ターレット式 2 個	1 個	
映像帯域幅	6 Mc	6 Mc	6 Mc
電 源	鉛 電 池	シルバーセル	鉛 電 池
重 量	カメラ 8 kg バック 5 kg 電 池 8 kg	カメラ 2 kg バック 5 kg 電 池 2 kg	100 kg
使用時間	計 24 時間	計 9 時間	約 4 時間
通達距離	無指向性アンテナ 0.7 km 指向性アンテナ 2.0 km	約 1.6 km	指向性アンテナ 2 km
同期方式	外部同期方式	基地局同期結合	外部同期方式
使用周波数	2,000 Mc (FM)	2,000 Mc (AM)	2,000 Mc (AM)
送 信 管	ペンシル管 (5876)	GE 6442	5876
ファインダ管	3" (M 7136)	1.5"	2 BPI
消費電力	36 W	30 W	190 W
画 質	解像力 400 本 S/N 35 dB	?	

なお TWLX-2 の使用トランジスタは 2SB77×43, 2SD63×2, 2SA17×16, 2SA17×4, 2SC73×10, *2N247×14, *2T201×3, 2N158×4, *OC-16×5, *2N352×1, *印は外国製なるも、現在は国産品 (2SA58, 2SB119, 2SB79) でよい。

本器の試作により、移動用映像機器はすべて国産トランジスタに置き換えることができ、性能も真空管式と同程度になり得るという確信を得た。かつ小形軽量・小消費電力化のため、電源のない場所には従来ジ-

ルに 4 Vpp を供給する出力回路などが開発されたし、
 カラー (NTSC) 用のものも実用されている。これは
 真空管式に比し容積 1/5, 消費電力 1/10, トランジス
 タ約 100 本, AC, DC 両用で性能的にも劣るところ
 がない。映像モニター特にマスタ・モニターは映像信号の
 ブラウン管駆動用として耐圧、コレクタ損失の十分耐
 えるドリフト形のものが生産されるようになり、一方
 後段加速形の高偏向能率の波形管が開発されている。
 測定器としてのトランジスタ化広帯域オシロスコープ
 も Tektronix 製のものがあり、わが国でも試作され
 ている。テレビの映像信号分配器は⁽¹¹⁾ 白黒式、カラ
 ー式のものが NHK で開発され、同期信号分配器⁽¹¹⁾
 も同期信号発生器と共に実用されている。カラー用機
 器としては微分利得等の点で一段と性能が要求される
 がカラー・イメージオルシコンカメラの一部 (G.E.),
 ビディコンカメラ、カラー・フレックス⁽¹²⁾ (いずれも
 NHK) のトランジスタ化が行なわれた。フィルム再
 生用ビディコンカメラ、フライング・スポットやフ
 ィルム録画装置などはまだ製品を見ないが、水平偏向
 の問題、初段 SN 比の問題が解決すれば可能となる。

以上のようにビデオ用機器については海外の技術に先がけて花々しく試作器が作られ実用されつゝあるもので、近い将来には全トランジスタ化の放送端局が可能となろう。これはさらにフロント配線とユニット化を採用し、かなりの程度の自動化と合わせてより合理的な放送局全体の設計法が確立されることが望ましい。

(6) ラジオ、テレビの受信機

ラジオ受信機は5年前、はじめて国内市場に現われてから今や全盛時代で価格もかなり安くなり、2バンド以上のものも多くなった。また海外への輸出も目ざましく、こゝに説明するを要しまい。一方テレビ受像機はNHK技研、ほか二三の生産会社でも試作したが、性能、価格の点で市販するにはまだ早い状況にある。その問題点を2、3あげると、

(i) 水平偏向出力用トランジスタは, 14 インチの場合最大コレクタ電圧 130 V 以上, 最大コレクタ電流 10 A 以上, f_{ac} 15 kc 以上, 許容コレクタ損失 10 W 以上を必要とし, 最近この種のトランジスタ

は開発されつゝあるが十分とはいえない。

(ii) VHF 増幅用としては f_a 500 Mc 以上，電力利得 250 Mc で 14 dB 以上，また中間周波用として f_a が 80 Mc 以上，電力利得 20 dB 以上，かつ AGC の十分できるトランジスタが望まれる。

(iii) 受像管駆動用ビデオ増幅用としては、最大コレクタ電圧 120 V, 許容コレクタ損失 2.5 W, 電力利得 34 dB, f_a 10 Mc が必要である。これは受像管入力として 80 V_{pp} 必要なためであるが、高 g_m 受像管の開発も望まれる。

NHK 技研試作器⁽⁸⁾の性能を表4に、系統図を図5に示す。

表 4 トランジスタ化テレビ受像機の性能

最大映像音声電消重受トランジスタパワーダイオード高圧整流管	度域電力出力電圧力電圧力管数個個	150 μ V 3 Mc 60 Vpp 400 mW DC 12 V 20 W 12 kg M 7143 (14 形 90°) 22 個 3 個 3 個
-------------------------------	------------------	--

(7) 結語—将来の問題

以上のように放送用といえども他の通信用と要求する点に変わりはなく、高周波、高電力への要求が大きい。また単にトランジスタにおきかえるというだけでなく撮像管、受像管などの電子管の変革による小形高

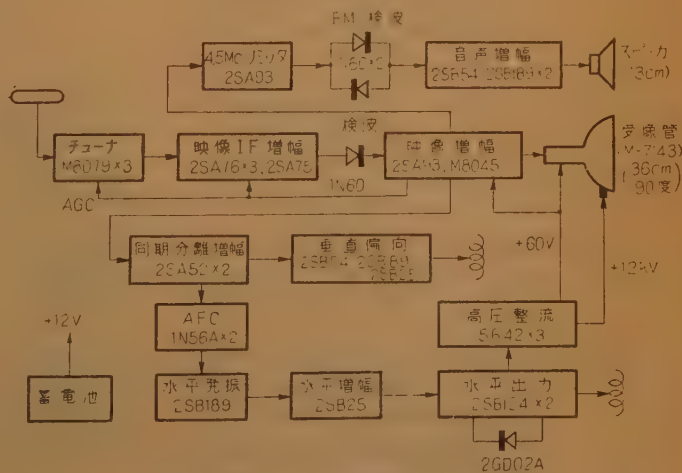


図5 トランジスタ化受像機系統図 (NHK)

性能化が望まれる。たとえば受像機の容量の大半は受像管が占めるから、他の受像方式としてエレクトロルミネセンス (EL) を利用した壁掛け式の受像板が考えられる。これは走査方法は可能であるが、発光の印加電圧が時間をおいて行なわれるので輝度が低いことと解像力、コントラストがまだ不十分である。最近 Rajchman によるトランスフラクサによる EL 受像板の輝度制御を行なうものは、やはり 10 V 以下で 40 ft-L の輝度を出す EL 材料の問題に帰する。

このほかホト・ダイオードのような半導体光電素子としてはフライング・スポット用光電増倍管に代わるものなどの開発が望まれる。

文 献

- (1) 宮崎：放送技術, 13, (昭 35-2, 3).
- (2) Wireless World, (May, 1959).
- (3) 樋渡, 藤村, 鈴木, 三井：NHK 技術研究, 11, 3, (昭 34-05).
- (4) L.E. Flory, et al; electronics, (Feb., 1957).
- (5) 樋渡, 藤村, 鈴木, 三井：テレビジョン, 昭 33-11, 12, 昭 34-02.
- (6) 三井：放送技術, (昭 34-02).
- (7) 藤村, 三井：技術研究, 11, 1 (昭 34).
- (8) 沼口：トランジスタ専門委資料, (昭 33-12).
- (9) J.A. Rajchman, A.W. Lo; RCA Rev., 16, 3, (1955).
- (10) 藤村, 三井：テレビジョン, (昭 34-07).
- (11) 藤村, 山口, 三井：NHK 技術研究, (昭 34-07, 09).

UDC 621.382.3.001.8

6.5 半導体の特殊応用*

正 員 忍 足

博 (三菱電機株式会社)

トランジスタを中心とする半導体素子の開発, 普及に伴ない, これらの応用機器が生活に産業に, あるいは他の各分野に急速かつ広範にとり入れられるようになった。

ここでは, すでに前章までにとり上げられてきた分野以外への応用面を拾い上げ, 半導体の現状を知るための一助としたい。

(1) 家庭用

すでにラジオ, テレビ以外にも次のような各種のトランジスタ応用装置が市販され家庭生活にとり入れられている。

(a) テープ・レコーダ マイクロモータを用い, 大体, 寸法, 重量が $15 \times 10 \times 5$ cm, 1 kg 程度で 30 分位録音可能である。テープの代わりにシートを用いるシートレコーダもトランジスタ化されている。

(b) 電蓄, 補聴器, ドアおよびインターホン, メガホン これらについては, いまさら説明の要もないと思われる。

(c) トランジスタ時計 永久磁石を振子に用い, これを駆動するのにトランジスタを増幅器として用いるものと, ブロッキング発振器として用いるものの 2

方式がある。腕時計に应用したものもあるが国内ではまだ生産されていない。なお, 日差 ± 0.2 秒以内の較正用水晶時計もトランジスタ化され市販されている。

(d) 自動点灯装置⁽¹⁾ 日の出, 日没に応じて室内灯, 街灯を点滅するもので, トランジスタを増幅に用いるものもあるが, 電流容量の大きな硫化カドミウム・セルを用いれば直接リレーを動かすことができる。図 1 は各種硫化カドミウム・セルである。同様な応用に自動車前照灯自動切替装置がある。またドアの自動開閉装置も試みられている。

(e) テレビのリモート・コントロール 前記硫



図 1 各種の硫化カドミウム・セル

* 6.5-Special Applications of Semi-conductor. By HIROSHI OSHITARI, Member (Mitsubishi Electric Mfg. Co., Ltd., Itami). [資料番号 4654]

化カドミウム・セルまたはホト・トランジスタを用いた光線式あるいはトランジスタ発振器を用いた超音波式および無線式の 3 種のリモートコントロール方式が使用されている。またフォト・セルを直接組込んだ自動輝度調節装置付テレビ受像器もある。

(f) 電気露出計 露出計連動写真機で露出計の出力が不足の場合、受光面積の大きな光電池をブースタ・アンプとして用いるが、かわりにトランジスタを応用したものが市販されている。

(g) ストロボライト 従来写真用ストロボライトはクセノン放電管の点火用高電圧をバイブレータにより得ていたが、これをトランジスタ DC コンバータでおきかえることにより動作が安定となり、保守が容易になった。

(h) 電子楽器⁽²⁾ 簡単なものではギター、ハモニカ等にピックアップとトランジスタアンプをつけた電気楽器があるが、200 余りのトランジスタを用いた複雑な電子オルガンも試作されている。図 2 はそのブロック・ダイアグラムで $C\sharp \sim C$ までの 12 個の発振回路と、そのそれぞれ $f/2 \sim f/32$ まで (C のみ $f/64$ まで) の周波数減回路により、最低 32.7 c/s から最高 2093 c/s までの 73 音程を得ている。これにビブラート回路や、減衰音を与えるエンベロープ回路、各種楽器の音色を与えるフィルタおよび打楽器の効果を出すホワイト・ノイズ回路が附属して、キースイッチにより選択された音が増幅され、スピーカを鳴らすものである。

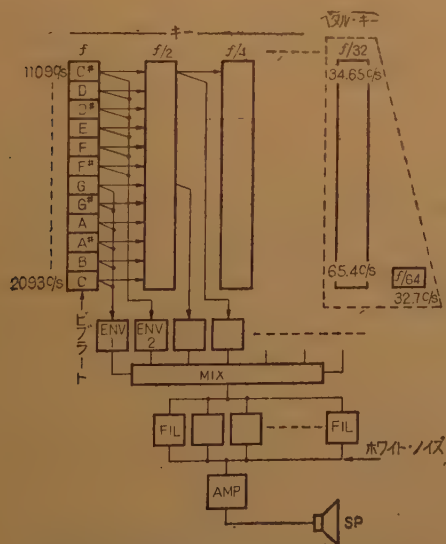


図 2 電子楽器ブロックダイアグラム

(2) 産業、交通用

工業計測、制御、通信、事務用機械等の分野におけるトランジスタの進出は誠に目覚ましいが、こゝではそれ以外の応用を挙げる。

(a) 金属検出器 原料や製品内に混入した金属片とか、埋没されているガス管、水道管、あるいは鉱石や地雷などの検出に広く用いられている。サーチ・コイルを同調回路に含む高周波発振器で、金属片の電磁結合による発振周波数の変化を検出するものである。ケーブルの場合はこれに可聴周波電源を接続して磁界を作り、電磁ピックアップおよび増幅器により埋没位置を検出する。(図 3)

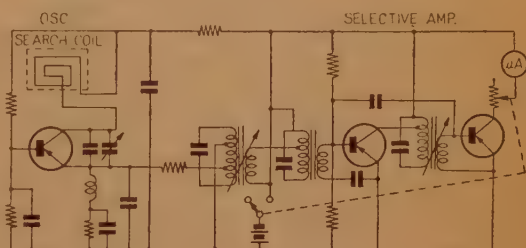


図 3 金属検出器

(b) 魚群探知機⁽⁵⁾ トランジスタ化された小形かつ安価な魚群探知機が試作された。チタン酸バリウム振動子とトランジスタ 12 個を使用し有効範囲は 30 m である。図 4 はその回路動作を説明するブロックダイアグラムである。

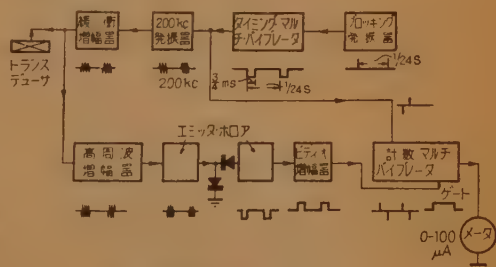


図 4 魚群探知器ブロックダイアグラム

(c) けい光灯点灯装置 車内用照明灯として、けい光灯を使う場合、従来低電圧電源を MG やバイブレータにより昇圧していたが、トランジスタ DC コンバータを使用すれ

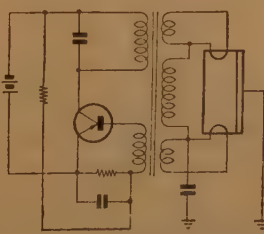


図 5 けい光灯点灯装置

ば周波数が高く速いため、けい光灯の安定器の大きさが半分以下となり、また能率も向上して軽量、安価な点灯装置が得られる。図5に24V電源から定格電力で20Wけい光灯を点灯する回路を示す。

(d) 交流機関車⁽²⁾ 送配電が経済的な点から交流または交直両用機関車が使われているが、これに従来は水銀整流器が用いられシリコン整流器はまだ実用化されていなかった。しかし一昨年来の国鉄仙山線での試験が好成績であったため、このたびシリコン整流器を使用したEF-30形機関車が関門トンネル門司側の交直接続用として稼動することになった。なお、常盤線用交直電車にもシリコン整流器の使用が予定されている。

(e) 車内信号装置 地上信号器の色別を表わす低周波信号で振幅変調されたキロサイクル電流を軌道回路に重ね合わせ、これを列車が受電、検出して車内の色別灯を点灯させるもので、さきのトランジスタ特集号にも紹介されたが、現在トランジスタ化車内信号装置はまだ阪急梅田～十三間上り線に実施された程度である。

(f) 自動列車制動装置⁽³⁾ 電車の運転間隔を短縮し輸送率を向上させる場合に、追突を自動的に防止する装置で電車の速度を区分し On, Off 変化する速度照入力と、前述のキロサイクル信号を組合せ継電を行ないブレーキを落下させるもので、その車上継電系統を図6に示す。周波数式速度照査器は速度に比例するピックアップからの信号周波数を選択増幅し、これを検波してスイッチング動作を行なうもので全トランジスタ化されている。帝都交通丸の内線で現車試験が行なわれ成果を収めた。

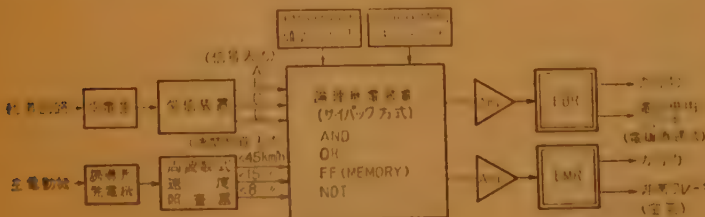


図6 自動列車制動装置継電説明図

(g) 列車選別装置 同一線路で運転される制動距離の異なるなどの列車に対しても踏切保安装置が同様に動作するためには列車選別装置が必要となる。これは増幅器と入出力コイルから成る地上装置に列車が接近すると、車上装置の共振回路にこの入出力コイルが誘導結合してその共振周波数で瞬間的に発振すること

を利用し、この発振周波数の選別により列車を選別するものである。この増幅器をトランジスタ化し保守を容易にし得た。

(h) ひび割れ検出器⁽⁴⁾ 氷盤上を交通せねばならぬ極地では雪におおわれた氷の割れ目は極めて危険である。これを検出するために図7の原理によるトランジスタ化された装置が作られた。送信部はブリッジT発振器とその電力増幅器から成り、この出力を氷上を滑べる2個の皿状電極に与えると氷盤内に電界を生ずるが、ひび割れがある箇所ではその電界が乱れるため同様な2個の電極をもつ信号検出器のよみが変化して警告を発するものである。

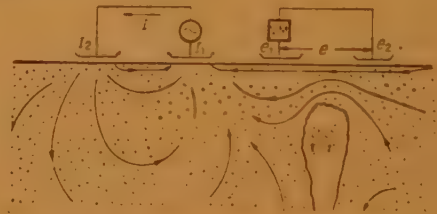


図7 ひび割れ検出器の原理

(3) 医学用

近時医用面にエレクトロニクスが応用されているが、特地的確な診断を得るための診療用装置が発展してきた。この面でも半導体の応用には見るべきものがある。

(a) 電子体温計、聴診器、血圧計 体温計はサーミスタ・ブリッジの抵抗変化によりメータを振らせるもので、体温が即座に測れ 37°C 付近の目盛が拡大されている。

聴診器はマイクロホンおよびトランジスタアンプにより感度を向上させたもので、これを応用して加圧バンド内にマイクロホンを内蔵し、脉搏音を増幅して感度を上げた電子血圧計もある。

(b) 胃テレメータリング⁽⁷⁾

胃内の圧力、温度、PH 等を測定するために 0.9φ×2.8cm のカプセル形トランジスタ発振器が用いられている。400 kc をブロッキング発振させ、トランジスタ内部抵抗の変化によるブロッキング周波数の変化から温度を、また内蔵



図8 胃テレメータリング回路

コアの移動による発振周波数の変化から圧力を測定する。電池内蔵であるが、体外から高周波電力を与える無電池式のものを試みられている。(図8)

(c) 心搏調整器 心臓は心房と心室に分かれているが、これの搏動は元来全く別の周期をもつので、これの同期をつかさどる刺激伝導系が障害を起こすとそれぞれ別個の搏動をし、時には危険な場合もある。それで代わりに刺激を伝達するためトランジスタアンプが用いられる。なお同様原理で同期とは無関係に毎分70回位のパルスを直接心臓に与えて血液停止による死亡から蘇生させる装置もある。

(d) 宇宙医学用テレメタリング 宇宙航行中の心電図等を測定するために、プリアンプ、副搬送波発振器およびFM発振器からなる携帯用小形テレメタリング送信器が開発された。送信器寸法重量は $13 \times 8 \times 3$ cmで、300 g、アンプ利得60 dB以上、であるが米国ではさらに小形化し鼠に装置してロケットで打ち上げている。

(4) 軍 事 用

今日半導体素子がこれ程驚異的發展をとげた最大の原因は軍事応用へのための努力であったから、この分野での成果は極めて大きいものと期待されるが、その性質上公表されているものは極めて少ない。

(a) ミサイル 一般にミサイルの誘導装置は三つの基本操作、すなわち追跡、計算、指向からなる。このため、これを行なう各種電子機器が搭載されている。しかし、これを分類すれば単なる増幅、発振、スイッチ回路から成るので、高周波、高電力段を除きその大部分は既にトランジスタ化が進められている。また全トランジスタ化したテレビカメラを備える観測用ミサイルも作られている。

(b) 赤外線応用兵器 赤外線ホーミングミサイルは最も簡単な機構をもち、目標が発する赤外線をPbSまたはPbTeからなるホト・セルに集光し、その中心からのずれを検知して自動操舵機構により常に機体を目標に指向させるものでサイドワイング、ファルコン等がこれである。また米陸軍では赤外線暗視装

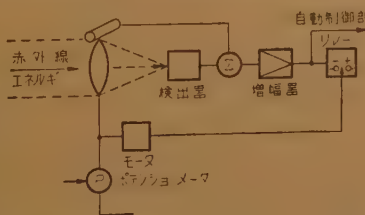


図9 赤外線ホーミングミサイルの原理

置をトランジスタ化した。

(c) 人工衛星⁽⁸⁾ 人工衛星は地球や月をとりまく大気、宇宙線、磁界の測定、または写真撮影等に利用されているが、このためにこれらのデータを集め、信号に変換し、これを地上の指令により送信したり、また現在位置を知らせる電子機器が搭載されている。

米国の最近のエクスポローラ、バンガード等では、これらの電子機器は大部分トランジスタ化されており、送信出力もメサ形トランジスタにより0.5 Wを得ている。これらの電源として化学電池、水銀電池が用いられるが、バンガードI号、スプートニクIII号、エクスポローラVI号では太陽電池も併用され、バンガードI号は2年を経た今日なお気温のデータを送信し続けている。またエクスポローラII号、バンガードII号、パイオニアI号等ではホト・セルと走査機構よりなる写真撮影装置を搭載したが、特に、昨年ソ連宇宙ステーションが月の裏側撮影に成功したことは記憶に新しい。また、これには半導体恒温装置が使用された。

む す び

簡単に一べつしただけでもトランジスタを主とする半導体機器が、いかにあらゆる分野で活躍し、また普及しようとしているかが判る。さらに最近の飽くなき小形・軽量化の要望にこたえ、 $10^6 \times 10^{10}$ 個/ft³ におよぶ部品密度を有するマイクロ・ミニチュア方式が開発されつつあるが、これによって、すでに電子機器の寸法を従来の1/10以下に縮小することが可能となり、将来の電子機器が半導体を中心としてその様相を一変するであろう気配を見せている。

終りに、種々引用させていただいた文献の著者各位に対し深甚なる謝意を表する。

文 献

- (1) 山下、伊吹：“小型4CdS光導電セルとその応用”，応用物理，28，5，p 253，(1959-05)。
- (2) ヤマハ“エレクトーンED型”，無線と実験，p 138，(1960-02)。
- (3) “車両用機器”，三菱電機，34，p 126，(1960-01)。
- (4) “列車選別装置”，京三製作所説明書，(1959)。
- (5) W.F. Mitchell “Transistorized fish-finder”，Electronics World，62，2，p 42，(Aug. 1959)。
- (6) H.P. Van Eckhardt “Crevasse detector blazes glacial”，Electronics，31，3，p 63 (1958-01-17)。
- (7) S. MackKay “Pill telemeters from digestive tract”，Electronics 31，1，p 51，(Jan. 3，1958)。
- (8) J. MacQuay “Electronics in outer space”，Electronics World，62，2，p 35，(Aug. 1959)。

UDC 621.382.3:608.3

7. 特許より見たトランジスタ*

正員 相田 実 正員 大久保欣哉 正員 岸上 利秋

(電気通信研究所)

昭和 31 年 4 月号にそれ以前の特許紹介があった。本稿はそれ以後の特許出願につき本邦特許庁に出願公告になったものにつき解説する。

半導体に関する特許出願は前から引き続き各分野にわたり諸外国より活発に行なわれている。ここに紹介したものはそのうち比較的重要と思われるものである。

さて出願公告になったものの統計表を表 1 ないし表 3 に掲げる。

表 1 は主として半導体に関するもので分類 62 D に属するものである。表の分類における製造法, 装置および材料は明細書の内容より大まかに分けたので, 昭和 32 年より 34 年に分けてある。また左欄は特許の出願人である。

表 2 は主として半導体素子に関するもので分類 100 D に属するものである。表中接触形, 点接触形, 容器は概略の内容分類たることは上例と同じである。ここに注意すべきことは案外素子の容器に関するものが多いことである。

表 3 は主として通信関係の回路に関するものを表にまとめたもので, 98 類に属し増幅 (98 C), 発振 (98 B), 送信 (98 D), 受信 (98 E) に分けられる。

以上通覧して外国よりの出願公告がふえる割に比し本邦人の出願が大幅にふえていることである。

なお表を見るに当り注意すべきは, 同一特許が表ごとに再掲されておることである。

(1) 半導体装置および製造方法関係

半導体装置全般については, ほう大な特許が発明されているが, 本稿ではトランジスタに関するものを中心に特に目立ったものを拾ってみることとした。

(A) トランジスタの安定化 (表面処理)

1 台の電子計算機に数万個ものトランジスタが使用されるようになると, 個々のトランジスタの寿命ある

いは信頼度の向上が重要視されるようになって来た。この数年来, この問題に関する種々の試みが発表され

表 1 半 導 体 (62D)

特許の出願人	製 造 法				装 置				材 料				総計
	32	33	34	小計	32	33	34	小計	32	33	34	小計	
フィリップス	6	4	4	14	2	1	1	4	1	1	2		19
ジ ー メ ン ス	1	2	2	5	5	2	2	9					14
ウエスタン	4	1	2	7	1	3	1	5	1		1		13
I.S.E.	1	1		2	1	1	2						4
フューズエアクラフト	3			3		1		1					4
ウエスチングハウス	1	1		2	1	1	2						4
G.E.					1	1		2					3
テ キ サ ス					1	1				1	1		2
シ ョ ク レ イ								2	2				2
その他 (本邦) (1件ずつ)	1	1	2		1	1				1	1		4
ソ ニ ー	2	1	8	11			1	1					12
東北大学関係	3			3					2		2		5
電 気 公 社	2	1	1	4									4
日 本 無 線	1	3		4									4
横 河 電 機	3			3									3
東 芝	1	2	3										3
日 電	2	2	1				1						3
その他 (本邦)	3	2	5		1		1						6

表 2 半 導 体 素 子 (100D)

特許の出願人	接 触 形				点 接 触 形				容 器				総計
	32	33	34	小計	32	33	34	小計	32	33	34	小計	
フィリップス	5	3	6	14					5	2	1	8	22
ジ ー メ ン ス	2	1	2	5	4	2		6	2	1	1	4	15
ウエスタン	3	1		4					1			1	5
フューズエアクラフト	1	1		2					1		1		3
I.S.E.	1			1	1			1	1			1	3
G.E.	2			2									2
ウエスチングハウス	1	1		2									2
その他 (1件ずつ) (外国)	1	1	1	3					1	1		2	5
ソ ニ ー			8	8							1	1	9
日 本 無 線		1	1	2	2			4					5
電 気 公 社	2	1	1	4									4
日 電	1	1		5	1			1		1	1	4	4
その他 (本邦)	1	4		5					1			1	6

* 7. - Licence, By MINORU AIDA, KINYA OKUBO and TOSHIKAKI KISHIGAMI, Members (Electrical Communication Laboratory, Tokyo).
[資料番号 4655]

表 3 半 導 体 回 路 (98)

特許の出願人	増幅 (98C)				発振 (98B)				送信 (98D)				受信 (98E)				総計
	32	33	34	小計	32	33	34	小計	32	33	34	小計	32	33	34	小計	
フィリップス	1	4	3	8	2			2	1				1	1			12
ジェームス	2	1	2	5	1	2		3									8
GE	2	3		5	1	1		2									7
RCA		1		1		1		1					2				4
テレフンケン			1	1			1	1							2		2
ウエスタン						1		1	1			1					2
その他 (1件ずつ) 外国					2			2									2
公 社	2	1		3		1		1	3				3				7
ソ ニ ー		1	4	5									1			1	6
日 立		1		1					1				1				3
国 際			3	3													3
東 芝		1	1	2													2
その他 (本邦)	1			1	2	3		5									6

ているのは、かつて無かった程の盛況である。

合金法による pn 接合では接合部の周辺の結晶格子が不完全になり勝ちである。このため、たとえばトランジスタではエミッタの注入効率が悪くなったり、コレクタの破壊電圧が低下したりする欠点がある。普通にはエッチングを行なうとこの部分は結晶格子の不整のためエッチされ易く、十分深くとり去ることができると考えられているが、積極的に図 1 に示すように機械的に取り去った後にエッチングを施す方法が発表されている⁽¹⁾。また、この接合部には逆方向電圧を印加した場合に強力な電界が発生し、この電界が表面の湿気を吸引して湿気拡散層の発達を促進せしめる恐れがある。この電界の拡がるのを減少させるため、たとえばチタン酸バリウムのような高誘電率の物質を少なくとも pn 接合部に被覆して接合部を保する方法が試みられている⁽²⁾。

上述のごとく、半導体装置に対しては湿気的作用は極めて重要であって、半導体装置の劣化現象の大部分は表面に対する湿気の影響と言ってもよい。したがって、これに対する防護手段が種々提案されている。半導体結晶面に保護層を設けて結晶面を湿気に対して保護するとともに、漏えい電流を阻止することが考えら

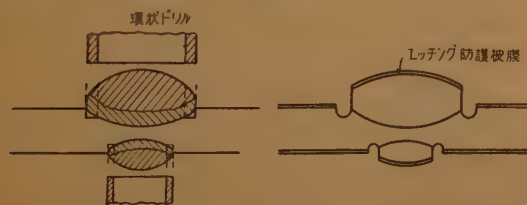


図 1

れている⁽³⁾⁽⁴⁾。この場合、使用される保護層としては、その保護物分子が末端基を有し、これが半導体面に存在する半導体原子、もしくは分子の結合可能な自由原子価と結合できるものがよい。この保護層は、半導体結晶の表面原子に対して、少なくとも部分的な酸化作用をなすものと考えられ、この酸化によって結晶はその特性が安定化される。

一方、半導体装置の組立などの工程は湿気を嫌って、乾燥箱内で作業しているが、完全に水分を除去し切ることは困難で、水分が残存する限り重要な課題となる。これを効果的に除去するために、水に非可逆な化学的物質を半導体被覆材料に入れる。これに用いられる反応材料としては、化学作用を起こさない

炭化水素系の溶剤中に散布されたアルカリ金属、あるいはその水素化物を用いることが提案されている⁽⁵⁾。具体的にはオルガノシリコンの溶液に散布された Na を用いて効果を挙げている。

裸で露出している p あるいは n 形半導体結晶の表面は通常反対導電形の半導体層が形成され、表面再結合を促進して半導体装置の特性を低下せしめている。この反転層の発生を防止するため、図 2 に示すように

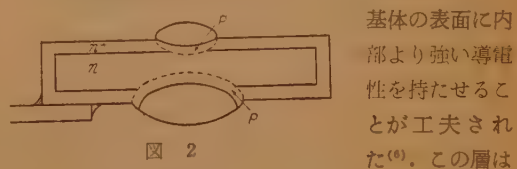


図 2

基体の表面に内部より強い導電性を持たせることが工夫された⁽⁶⁾。この層は実際には表面拡散法によって作られている。これまでもこれと同様な方法がトランジスタの雑音低下を目的として提案されたことがある。

トランジスタの雑音の向上対策としては、半導体結晶をイオン衝撃にさらすと、トラップが埋まって雑音特性が改善されるという報告があるが⁽⁷⁾、この結果を利用して低雑音トランジスタを作るという考案がある⁽⁸⁾。また、半導体結晶の表面に反対導電性の半導体層を設け、この表面半導体層を電氣的に浮かしておくと、基体半導体の少数キャリアが表面半導体層に入ると直ちに他端から同量の電荷を放出する。このフィードイン・フィードアウト現象を利用して、トランジスタのエミッタ側の近傍に、ベースと反対導電性のフローティング層を設けて表面再結合を減らし、電流増幅率を 1 に近づけるだけでなく、ある程度前述の被覆効果をねらった提案がある⁽⁹⁾。

(B) 特殊構造半導体装置

トランジスタ発明の初期に、いわゆるフィールジスタというトランジスタが紹介されたが、このフィールジスタの制御電極は半導体表面に直接接せず、僅かの間隔を保って半導体表面の電位を変える機能を持っているものである。そこでこの制御電極を機械的に機械的振動系と結合して、マイクロフォニック・トランジューサとして使用する試みがある⁽¹⁰⁾。

複合トランジスタについてはその後も種々の考案がなされているが、その一二について説明することにする。図3はその一例⁽¹¹⁾で、これはある導電形半導体中に他の導電

形区域を設け、それぞれの距離を少キャリアの拡散長より長くした

り短くしたりして区域間の相互作用を適当にして、種々の外部特性を得ようとするものである。図4⁽¹²⁾は *pnp* および *nnp* トランジスタを、一対の同性半導体同志と一対の異性半導体同志とをそれぞれ接続して複合トランジスタを作るものである。もちろん、このようにしてできた複合トランジスタを、さらにもっと複雑に複合することも考えている。

一つあるいはそれ以上の接合部を持って半導体結晶に割りを入れ、複雑な構造を比較的簡単に作り出す方法は以前から提案されている⁽¹³⁾。図5は異なった導電形の帯間に任意の多数の接合を有する半導体を簡単な方法で製造することを目的とした特許の一例である⁽¹⁴⁾。

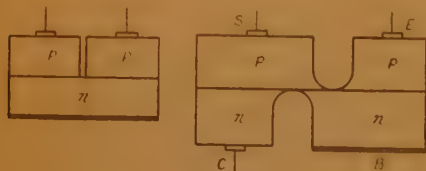


図 5

また図6⁽¹⁵⁾に示したものは、半導体結晶上に並置して交互に異なる合金物質に被包された線条がおかれるように、それらの線条を支柱間に緊張格子状に張力を与えて巻き付け、それらの線条を結晶上に合金化するものである。このようにして、複数個の電極を備え

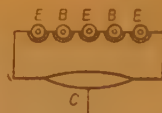


図 6

る平板状合金トランジスタを作ることができる。

接触形トランジスタについても、また種々の考案が見られたが、その一二の例を示すと、第3の針電極によって普通構造形の点接触トランジスタの増幅度の制御を行なうもの⁽¹⁶⁾や、図7に示すように半導体を環状板として同軸構成とした半導体増幅器が提案されている⁽¹⁷⁾。

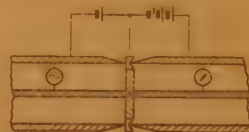


図 7

その他の特殊構造のものとしては、半導体装置に進行波管の考え方を導入し、高比抵抗の半導体中に形成され半導体中を移行する自由電荷の疎密波と、導波管、真空中電子波など立体回路と組合わせて電磁波と相互作用を持たせエネルギーの授受を行なわせ増幅、発振、検波、変調などを行なわせる特許がある⁽¹⁸⁾。

また、ゲルマニウムとシリコンとは任意の割合で合金を作り、合金を禁止帯幅もその割合によって変化することに着目し、ベースを構成すべき半導体装置の一方の面から他方の面に至るまでの間を連続的に格子間隔が異なるように構成し、したがって禁止帯領域幅が連続的に異なるようにして内部に電界を形成せしめることが提案されている⁽¹⁹⁾。実際には蒸気などの方法で拡散させ、合金する手段が採られるであろう。

(2) 回路関係

昭和31年より昭和34年までの間、わが国の特許公報中の98分類に属するものの中から、トランジスタ回路に関するもののみを拾ってみた。この期間中の特許で、国内から出願されたものは、昭和28年後半から昭和32年前半の間に提出されたものである。外国からの出願の分については、さらに2~3年前にさかのぼったものが優先権の関係で入っている。

特許の内容としては、トランジスタ特有の性質を上手に利用したもの、真空管回路から容易に類推できるものとがある。さらに昭和32年以前では外国からの出願の特許が多いが、昭和32年後半頃から次第に国内よりの出願のものが増加していることは喜ばしいことである。

以下使用目的別に分類しながら特許の内容のあらましを紹介する。

バイアスの取り方について、*pnp* と *nnp* を組合せた場合、バイアス電源を節約する方法⁽¹⁾、(図1)

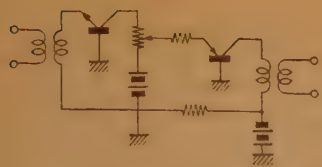


図1 31-2108

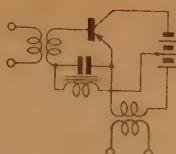


図2 33-971

バイヤス安定化抵抗を出力変成器の一次巻線直流抵抗に兼ねさせて、安定化抵抗のために電源電圧の利用率が低下するのを防ぐ方法⁽²⁾ (図2)。ベース接地でベース回路バイヤス電池をおき、これをコレクタ電流で充電してエミッタ・バイヤスを取る方法⁽³⁾がある。

動作点の安定化に関し

ては、直結増幅器の段間に抵抗、タイオードによる安定化⁽⁴⁾ (図3)、抵抗だけで特別の関係を持たせる方法⁽⁵⁾ (図4)、増幅段の入力端子に並列に感温材料で作った抵抗を入れて温度によるトランジスタのドリフトを防ぐ方法⁽⁶⁾ (図5)がある。また少し方法は異なるが、バイブレータの考えを入れて直流を一たん交流に変えて増幅し、後に直流にし間接的に安定化をはかる方法⁽⁷⁾がある。

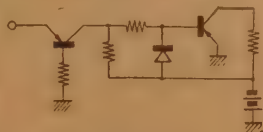


図3 32-1272

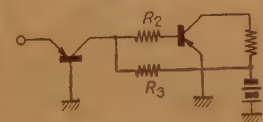


図4 33-4921

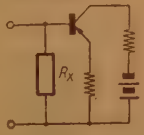


図5 32-9964

pnp と *nnp* の特性を組合わせて入力、出力とも並列に接続したプッシュプル回路がある。これは *pnp* と *nnp* を組合わせた回路の基本になるもので特筆すべきものである⁽⁸⁾ (図6)。この他に *pnp* と *nnp* を組合わせ片方のトランジスタの増幅器の特性の補償を他のトランジスタで行なっている⁽⁹⁾。

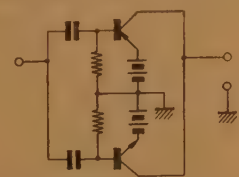


図6 31-5161

つぎに、トランジスタは動作点などの外部条件で容易にパラメータが変わるので、これを利用して可変増幅器の特許が多数ある。外部の制御が光によるもの⁽¹⁰⁾、エミッタ回路の抵抗によるもの⁽¹¹⁾がある。また、この際入力インピーダンスが変わるため同調がずれるから、これを補償する回路⁽¹²⁾がある。この他にもう一つの電極をおいてその電位を

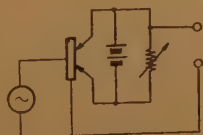


図7 32-7009

変えることにより増幅度を変える方式⁽¹³⁾ (図7)である。利得を可変にする他のもう一つの方法は AVC である。AVC の直流検出トランジスタと被制御トランジスタを *pnp* と *nnp* でやる方法⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾、普通ラジオに使うのと同じような回路⁽¹⁶⁾⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾⁽¹⁹⁾が多数ある。

広帯域増幅回路としては直流帰還をかけ入力に並列に低抵抗を入れて利得、入力インピーダンスを一定にする⁽²⁰⁾ 並列帰還と *RC* 回路を組合わせたもの⁽²¹⁾が

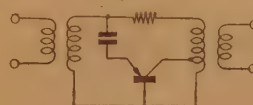


図8 34-2721

あり、高周波増幅として第一段目をエミッタ接地にし、第二段目をベース接地にして、エミッタ接地の出力インピーダンスの容量性をベース接地の入力インピーダンスの誘導性で相殺するもの⁽²²⁾、中和するもの⁽²³⁾ (図8)、がある。変わった考え方のものに、トランジスタ素子の不純物の分布を適当に変化させ正帰還には $n(c/s)$ 負帰還には $(n+1/2)(c/s)$ の位相になるように素子を作る方法がある⁽²⁴⁾。

電力増幅関係としては、プッシュプル増幅の入力側のベース・バイヤスを取るのにダイオードを使う回路⁽²⁵⁾ (図9)、並列増幅器の駆動回路にアン

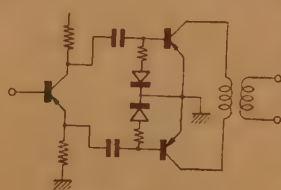


図9 33-1019

バランスをなくする回路⁽²⁶⁾、プッシュプル増幅器の共通リターン回路に *R.L.C.* 受動回路を入れ高調波を除くひ

ずみ改善法⁽²⁷⁾がある。

帰還増幅器については、フィリップスから幾つか出ているが、いずれも特に注目すべきものであるとは考えられない⁽²⁸⁾⁽²⁹⁾⁽³⁰⁾ (図10, 11)。



図10 33-560

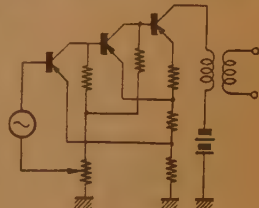


図11 558

トランジスタの応用回路として重要な負インピーダンス変換器 (*N.I.C.*) がある。これには有名な *Linville* の回路がある⁽³¹⁾ (図12)。この他に簡単化した回路⁽³²⁾ (図13)がある。この *N.I.C.* の応用回路として重要なものに双方向増幅器がある。従来の *E-1*, *E-2*,

形とは別の四端子回路の両端に N.I.C. を接続して損失を減少させる方法⁽⁴¹⁾(図 14), T 形 π 形の回路各アームに N.I.C. を入れて整合した双方向増幅器⁽⁴²⁾があり, これと同一ような考えで点接触形についての回路⁽³⁵⁾がある。さらに双方向増幅器としては単一の点接触形で実現する回路⁽³⁶⁾(図 15). あるいはトランジスタそのものに双方向増幅特性を持たせるように複合した双方向用のトランジスタ素子がある⁽³⁷⁾(図 16).

つぎに, 正弦波発振器については反結合発振器の周波数の安定化するために結合線輪の一次, 二次の比を適当にする方法⁽³⁸⁾, ダイオードを使った振幅安定化法⁽³⁹⁾がある。発振の原理そのものについて N.I.C. の両端に位相調整用二端子回路をつけたもの⁽⁴⁰⁾⁽⁴¹⁾(図

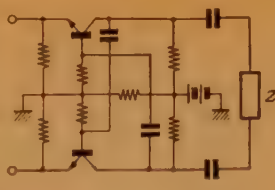


図12 31-10564

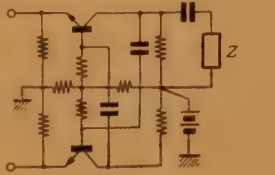


図13 33-4382

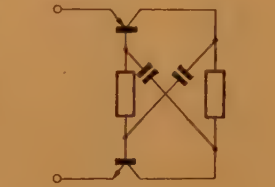


図14 34-4072

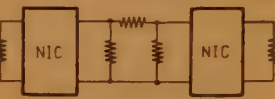


図15 33-3816

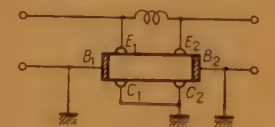


図16 4918

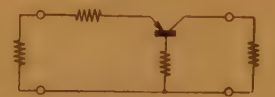


図17 34-4922



図18 34-1666



図19 34-918

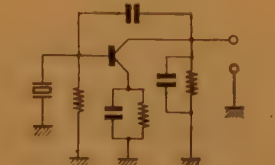


図20 34-1667

17), エミッタおよびコレクタ電流の間の位相差を利用してベースに正帰還をかける回路⁽⁴²⁾(図 18)がある。他に総合した回路としてテレビ用の A.F.C. 回路⁽⁴³⁾がある。水晶発振器については屈曲振動子を使う場合の回路⁽⁴⁴⁾(図 19)およびバイアス回路の改良がある⁽⁴⁵⁾⁽⁴⁶⁾(図 20)。

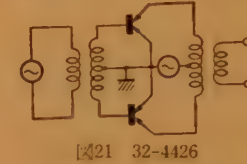


図21 32-4426

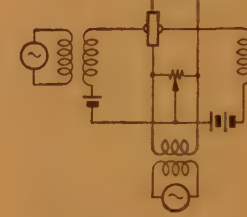


図22 34-4363

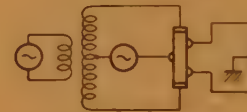


図23 32-4426

変・復調器については, エミッタ, コレクタを対称に作った対称トランジスタを使った平衡変調器⁽⁴⁷⁾(図 21), 4 極トランジスタを使った平衡変調器⁽⁴⁸⁾(図 22), さらに 5 極トランジスタを使った平衡変調器⁽⁴⁹⁾(図 23), および *pnp* と *npn* を使ったブッシュブル変調器⁽⁵⁰⁾がある。この他に FM の変調器として, トランジスタの入力電流の制御により増幅度が変わり, これにより出力インピーダンスが変わるから, この特性を利用して発振回路の同調周波数を変えるもの⁽⁵¹⁾と, トランジスタの f_{α} の付近では位相の変化が急であるので, この付近で発振させて外部のバイアスなどの条件を変え, f_{α} を変化させて FM する方法⁽⁵²⁾とが出ている。



図24 32-3676

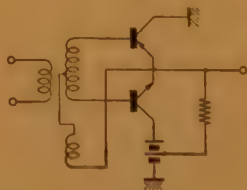


図25 32-5471

つぎに検波回路については普通ダイオードで整流し, これを負荷抵抗に流して電圧を取り出しているが, 整流電流をそのまま次段増幅器の入力電流にする回路⁽⁵³⁾⁽⁵⁴⁾(図 24)がある。この他に *pnp* と *npn* を使った角変調波の検波器⁽⁵⁵⁾(図 25)および出力をベースに正帰還する再生式検波回路⁽⁵⁶⁾, がある。

パルス回路関係としては, まずトリガパルス成形にインダクタンスに並列にダイオードを挿入して微分パルスの尖鋭化をはかったもの⁽⁵⁷⁾, トランスを使って立ち上りを急にし, かつその振幅を大きくするように

した回路⁽⁵⁸⁾ (図 26) があ
る。つぎにパルス発生器
として、点接触形トランジ
スタの負性抵抗を利用した
ものの改良⁽¹⁹⁾⁽⁶⁰⁾、および
ブロッキング発振器を改良したものがある⁽⁶¹⁾⁽⁶²⁾⁽⁶³⁾。

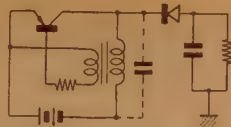


図26 33-4380

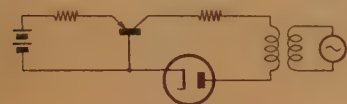


図27 33-10281



図28 33-10282

つぎに点接触形ではあるがエザキ・ダイオードのはし
りとも考えられるパルス発生器がある。これにはドッ
プを多くしてトラップを多く作った点接触トランジ
スタおよびダイオードを使ったパルス発生器⁽⁶⁴⁾⁽⁶⁵⁾ (図
27), (図 28) がある。つぎに、ダイオードによるパ
ルス発生回路としてダブ

ルペー・スダイードがあ
り、その基本回路⁽⁶⁶⁾ (図
29) が出ている。最後に
パルス発生回路の応用と
して、ブロッキング発振
器を使った D.C.-D.C 変換器⁽⁶⁷⁾の改良と、電気試験所

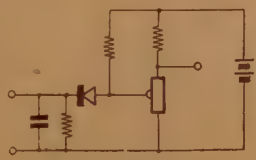


図29 34-1668

の点接触トランジスタによる電子計算機の基本回路で
ある再生増幅
器⁽⁶⁸⁾ (図 30)
と、点接触ト
ランジスタを
使ったパルス
振幅変調器⁽⁶⁹⁾が出ている。

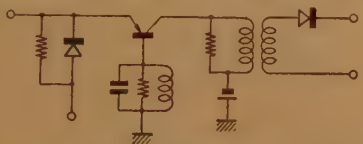


図30 10-10283

その他の応用回路として電動機を駆動する電子回
路⁽⁷⁰⁾、および 瞬時動作形コンパンダに使う二端子非
直線回路⁽⁷¹⁾の改良が出ている。

特 許

半導体装置およびその製法関係

- (1) 電極系の製造方法 32-729 (32.2.2) ジョージ・ワートウィーン (フィリップス)。
- (2) 半導体装置 32-10829 (32.12.27) ワルテル・ハイワング (シーメンス)。
- (3) 保護層を備える半導体装置 32-2183 (34.4.9) ゲオルク・ローゼンベルグ (シーメンス)。
- (4) 半導体装置 32-10829 (32.12.27) ウォルタ・ブラティン他 1 名 (W.E.)。
- (5) 半導体装置 32-3683 (32.6.13) 'ボール・エリオット・ライテ (ISEC)。
- (6) ブロッキング層電極系、特に鉍石二極子またはトランジスタの改良 32-5645 (32.7.27) ビータ・ヨヘムス (フィリップス)。

- (7) Lorans Proc. Phys. Soc. B66, 625, (1954)。
- (8) 接合形トランジスタの製法 32-7366 (32.9.28) 甘粕 (通研)。
- (9) 合金形接合トランジスタ 32-8333 (32.9.28) 佐藤 (通研)。
- (10) 機械的振動を電氣的振動に変換する半導体装置 32-2186 (32.4.9) ゲルハルト・ウィルトハーゲン (シーメンス)。
- (11) トランジスタ素子 32-2182 (32.4.9) ヨハネス・マイヤークルーウエン (フィリップス)。
- (12) 複合トランジスタ 実 32-14847 (32.11.22) 安田 (東通工)。
- (13) トランジスタのごとき半電性電極装置の改良 30-3431 ヨハネス他 1 名。
- (14) 半導体装置の製造方法 34-2529 (34.4.16) フランツ・ケルクホフ (シーメンス)。
- (15) 合金トランジスタの製法 33-10474 (33.12.4) カルル・シーベルツ (シーメンス)。
- (16) 半導体増幅器 32-7009 (32.9.2) ウェルネル・ヤコビ (シーメンス)。
- (17) 半導体増幅装置 32-930 (32.2.11) カルル・タールマイエル (シーメンス)。
- (18) 半導体装置 32-10231 (32.12.7) 渡辺他 3 名 (東北大)。
- (19) トランジスタ 33-1028 (33.2.18) 佐藤他 1 名 (通研)。

回 路 関 係

- | | |
|---------------------|----------------------|
| (1) 31-2108 RCA | (2) 33-9714 ソニー |
| (3) 34-1122 ジーメンス | (4) 32-1272 G.E. |
| (5) 33-4921 G.E. | (6) 32-7964 G.E. |
| (7) 32-5618 ジーメンス | (8) 31-5161 RCA |
| (9) 33-8574 東芝 | (10) 33-5064 フィリップス |
| (11) 33-7323 日立 | (12) 33-6423 フィリップス |
| (13) 32-7009 ジーメンス | (14) 33-2915 G.E. |
| (15) 33-2916 G.E. | (16) 33-8123 R.C.A. |
| (17) 34-1121 ソニー | (18) 34-4615 ソニー |
| (19) 34-5366 ソニー | (20) 34-7677 テレフンケン |
| (21) 34-8262 ジーメンス | (22) 34-8681 フィリップス |
| (23) 34-2721 フィリップス | (24) 33-4383 渡辺西沢 |
| (25) 33-1019 フィリップス | (26) 34-3918 東芝 |
| (27) 34-7321 フィリップス | (28) 32-8313 フィリップス |
| (29) 33-558 フィリップス | (30) 32-560 フィリップス |
| (31) 31-10564 W.E. | (32) 33-4832 ジーメンス |
| (33) 34-4072 国際電々 | (34) 34-4074 日電 |
| (35) 34-4075 日電 | (36) 33-3816 公社 |
| (37) 33-4918 公社 | (38) 34-7316 公社 |
| (39) 33-3364 W.E. | (40) 34-4922 日電 |
| (41) 34-4921 日電 | (42) 34-1666 松平, 他 |
| (43) 34-1663 R.C.A. | (44) 34-918 日立 |
| (45) 34-1667 三宅他 | (46) 33-8879 ジーメンス |
| (47) 32-4426 公社 | (48) 34-4363 公社 |
| (49) 32-5620 公社 | (50) 32-7815 フィリップス |
| (51) 32-10214 日立 | (52) 33-4384 R.C.A. |
| (53) 32-3676 R.C.A. | (54) 32-7967 フィリップス |
| (55) 32-5471 R.C.A. | (56) 32-9725 ソニー |
| (57) 33-871 I.B.M. | (58) 13-4380 フィリップス |
| (59) 33-5664 I.S.E. | (60) 34-366 公社 |
| (61) 33-10284 ジーメンス | (62) 33-10462 フィリップス |
| (63) 34-8679 テレフンケン | (64) 33-10281 ソニー |
| (65) 33-10282 ソニー | (66) 34-1668 G.E. |
| (67) 33-4613 フィリップス | (68) 33-10283 工業技術院 |
| (69) 32-6022 公社 | (70) 33-10460 G.E. |
| (71) 34-5626 日電 | |

電気通信学会発行図書

執筆者 高橋秀俊 外9名

パラメトロンとその応用

A 5 判 230頁 定価 450円 ㊦40円

執筆者 柳田 源

電 波 伝 ぱ ん

A 5 判 368頁上製 定価 550円 ㊦50円

執筆者 小林 夏雄

通信線路伝送理論

A 5 判 302頁上製 定価 400円 ㊦40円

執筆者 高柳健次郎 外11名

カラーテレビジョン技術

A 5 判 164頁上製 定価 280円 ㊦30円

執筆者 高柳健次郎 他9名

最新のテレビジョン技術

A 5 判 上製 228頁 320円 ㊦40

執筆者 川上正光 他18名

最新のパルス技術

A 5 判 330頁上製 定価 550円 ㊦40円

改訂 最近の電気通信工学の解説

前編 A 5 判304頁上製 定価400円 ㊦40円

後編 A 5 判328頁上製 定価450円 ㊦50円

執筆者 後藤以紀 外5名

通信工学を理解するための数学

A 5 判 320頁上製 定価 400円 ㊦40円

執筆者 大谷 薫 外6名

電 信 電 話 専 用 設 備

A 5 判 218頁 250円 ㊦40円

新 し い 通 信 測 定

A 5 判 186頁 250円 ㊦30円

海外論文 翻 訳 ト ラ フ ィ ッ ク 理 論

A 5 判 220頁 300円 ㊦30円

加入者宅内装置回路図

ポケット判上製 250円 ㊦20円

新編 A形自動交換機回路図

同 250円 ㊦20円

新編 H形自動交換機回路図

同 (1) 280円 ㊦20円
(2) 300円 ㊦20円

改訂 手動電話交換機回路図

同 200円 ㊦20円

手動電話装置回路図

同 (1) 200円 ㊦20円
(2) 150円 ㊦20円

私設電話交換機回路図

同 250円 ㊦20円

A 5 判

実用通信工学叢書

並 製

- ▲通信理論とその応用 定価 150
- ▲負帰還増幅器「理論と実用」 180
- ▲電話トラフィック理論とその応用 180
- ▲伝送回路調及び濾波器(1) 160
- 電 信 用 継 電 器 40
- 音声周波市外ダイヤル方式(1) 230
- ▲ 同 (2) 150
- ▲ 同 (3) 150
- クロスバースイッチ 120

- ▲ダイヤルインパルスの伝送 定価 150
- 交換機械測定法および測定器 150
- 継電器回路の手引 80
- 4 号 形 電 話 機 120
- ▲共電式構内交換機 140
- ▲新編 共電式市外交換機 180
- 搬送式多重電信 90
- 無 線 測 定 120
- 通信機器の防湿処理 130

送料1部15円(5部まで40円) ▲印は20円 ●印は30円

東京都千代田区富士見町2の8

発行所 社団法人 電 気 通 信 学 会

電話九段(301) 3231~5・(331) 7348 振替口座東京35300 番

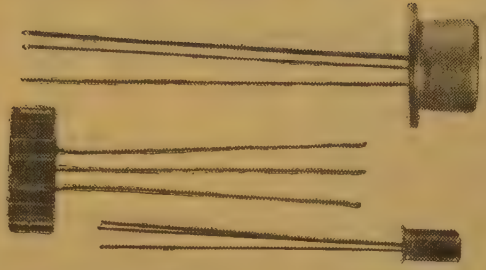
NEC トランジスタ・データー



デミング賞受賞に輝く

NEC トランジスタ

NEC



NEC トランジスタ特性一覧表

品名	用途	構造	最大定格			特性			動作特性					相当品		
			コレクタ電圧 V _{CB} (V)	コレクタ電流 I _C (mA)	コレクタ損失 P _C (mW)	コレクタ通断電流 (最大値) I _{co} (μA)	α 通断周波数 f _α (Mc)	コレクタ容量 C _{ob} (PF)	k _{FE} 又は k _{FE}	周波数 f _c (kc)	負インピーダンス I _B (Ω)	インピーダンス I _C (Ω)	歪率 (%)	電力増倍率 (dB)	保守品 種類	廃品 種類
一般用	2SB110 (ST330)	前段	-25	-50	70	(V _{CB} = 6 V) 10	1.0	20	30	1	5,000	1,000	5	32	ST 301	ST 3 A
	2SB111 (ST331)	段	-25	-50	70	10	1.0	20	45	1	5,000	1,300	5	35		
	2SB112 (ST332)	中利得	-25	-50	70	10	1.0	20	60	1	5,000	2,000	5	37		
	2SB113 (ST333)	高利得	-25	-50	70	10	1.0	20	80	1	5,000	2,800	5	38	ST 302	ST 3 B
	2SB114 (ST381)	出力	-25	-50	70	10	1.2	20	(V _{CE} = -1 V) (I _C = -20 mA)	65	1	(C-回路) 500	(B-回路) 4,000	5	26	
	2SB115 (ST382)	中利得	-25	-50	70	10	1.2	20	85	1	500	5,000	5	27	B級プッシュプル V _{CE} = -9 V P _O = 200 mW	(PNP アロイ P _C = 50 mW)
	2SB116 (ST383)	出力	-25	-50	70	10	1.2	20	110	1	500	6,000	5	28		
	2SB161/2SB162	低利得	-30	-100	125/180	15	0.65	(V _{CE} = -1 V) (I _C = -80 mA)	50	1	300	1,800	10	28		
	2SB163/2SB164	中利得	-30	-100	125/180	15	0.8	70	70	1	300	2,200	10	33	B級プッシュプル V _{CE} = -12 V P _O = 400 mW (放熱板なし)	ST 121 ST 122 ST 123
	2SB165/2SB166	高利得	-30	-100	125/180	15	1.0	100	100	1	300	2,700	10	36		
電力増幅用	2SB100	低雑音	-30	-50	100	(V _{CB} = -30 V) 10	0.8	-60	-60	1	20 kΩ			40	2 S 11	
	2SB101/2SB102	A級増幅	-30	-50	125/180	10	0.8	35	-60	1	1.2 kΩ	1,500	5	35		
	2SB103/2SB104	B級増幅	-30	-100	125/180	10	0.8	70	70	1	300		10	25		
高周波用	2SA167	増幅用	-20	-30	100	(V _{CB} = -20 V) 10	8	10	85						ST 5 (PNP アロイ P _C = 700 mW)	
	2SA168	増幅用	-20	-30	140	6	8	10	85							
	2SA169/2SA170	スイッチ	-20	-50	100/140	6	15	10	(V _{CE} = -1 V) (I _C = -10 mA)	150						
	2SA171	中速	-20	-50	100	6	7	20	(V _{CE} = -1 V) (I _C = -10 mA)	80						
	2SA172	低速	-20	-200	140	6	7	20	(V _{CE} = -0.5 V) (I _C = -200 mA)	35						
	2SA173/2SA174	増幅用	-20	-50	100/140	6	4	18	(V _{CE} = -1 V) (I _C = -10 mA)	50						
電力増幅用	2SB105	中出力	-30	-500	500	(V _{CB} = -30 V) 100	0.5	(V _{CE} = -2 V) (I _C = 200 mA)	70						ST 28 A ST 28 B ST 28 C ST 28 D ST 28 E	ST 171 ST 172 ST 173 ST 174 ST 175
	2SB106	中出力	-30	-500	☆3 W	100	0.5	(")	70							
	2SB107	大出力	-30	-2 A	☆10 W	(V _{CB} = -6 V) 150	0.4	(V _{CE} = -2 V) (I _C = -1 A)	70	25	35	10	30			
	2SB107A	高電圧	-60	-2 A	☆20 W	(") 150	0.4	(")	50	25	35	10	30			
中周波増幅用	2SA154	低利得	-15	-4	20	(V _{CB} = -9 V) 5	45	1.5	30	455 kc	30 kΩ	600		36	ST 28 A ST 28 B ST 28 C ST 28 D ST 28 E	ST 171 ST 172 ST 173 ST 174 ST 175
	2SA155	中利得	-15	-4	20	5	45	1.5	40	455 kc	30 kΩ	600		39		
	2SA156	高利得	-15	-4	20	5	45	1.5	50	455 kc	30 kΩ	600		42		
中周波増幅用	2SA159	中利得	-15	-4	20	5	50	1.5	50	1.6	100 kΩ	2,000	36		ST 27 B ST 27 C ST 27 D ST 27 E	ST 13 B
	2SA160	高利得	-15	-4	20	5	50	1.5	60	1.6	100 kΩ	2,000	39			
短波増幅用	2SA153	混合	-15	-4	20	5	55	1.3	60	12	200 kΩ	300			ST 27 B ST 27 C ST 27 D ST 27 E	ST 13 B
	2SA157	局発	-15	-4	20	5	55	1.5	50	18.455						
特殊	PD 3 L	光電変換	50	5	100	V _{CE} = 30 V 20	20 kc								感度 7 μA/100 Lux	
	PD 6	光電変換	50	2	20	V _{CE} = 50 V 30									2 "	

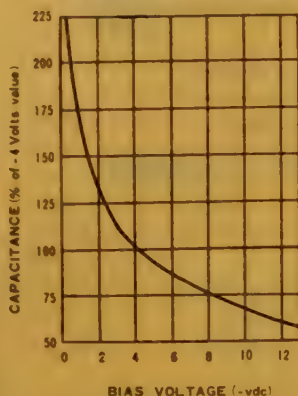
☆ 300cm²の放熱板つきの場合 ※ 無限大放熱板つきの場合

カタログ御入用の方は下記へお申込み下さい
東京都高輪局区内 日本電気株式会社
第三営業部 電子管課



日本電気株式会社

VaricapTM Voltage Variable Capacitor

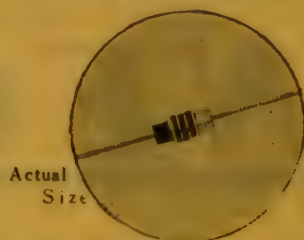


Voltage Tuning

Frequency Modulation

Automatic Freq. Control

A new approach to circuit design is now made possible by the introduction of the new PSI Varicap... a silicon p-n junction device, capacitance of which can be varied by changing bias voltage, permitting extensive circuit simplification.



NPN Triple Diffused Silicon MESA Transistor

Very High Frequency Silicon Power Transistor

2N1335, 2N1336, 2N1337, 2N1339, 2N1340, 2N1341

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (25°C)

Symbol	Characteristics	Test Conditions	Typical	Unit
I_{CB}	Collector Cut Off Current	$V_{CB}=10V, I_E=0$	0.008	μA
I_{CB}	Collector Cut Off Current	$V_{CB}=100V, I_E=0$	35	μA
I_{CB}	Collector Cut Off Current	$V_{CB}=75V, I_E=0$ $T=100^\circ C$	4.5	μA
PG_e	HF Power Gain	$V_{CE}=75V, I_C=30mA$ $f=70\text{ mc}$		
	2N1335	$P_o=75\text{ mw}$	10	db
		$P_o=250\text{ mw}$	8	db
	2N1336	$P_o=250\text{ mw}$	10	db
		$P_o=500\text{ mw}$	8	db
	2N1337	$P_o=500\text{ mw}$	10	db
		$P_o=750\text{ mw}$	8	db
$f_{\alpha b}$	Alpha Cut Off Frequency	$V_{CB}=50V, I_C=30mA$	170	mc
h_{fe}	HF Current Gain	$V_{CE}=50V, I_C=30mA$ $f=70\text{ mc}$	1.5	
h_{fe}	LF Current Gain	$V_{CE}=50V, I_C=30mA$ $f=1\text{ kc}$	13	

Continued Over

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (25°C)

Symbol	Characteristics	Test Conditions	Typical	Unit
I_{CB}	Collector Cut Off Current	$V_{CB}=10V, I_E=0$	0.008	μA
I_{CB}	Collector Cut Off Current	$V_{CB}=100V, I_E=0$	35	μA
I_{CB}	Collector Cut Off Current	$V_{CB}=75V, I_E=0$ $T=100^\circ C$	4.5	μA
	HF Oscillator Power Output	$I_C=30\mu A, f=70\text{ mc}$		
P_o	2N1339	$V_{CB}=80V$	360	mW
P_o	2N1340	$V_{CB}=90V$	620	mW
P_o	2N1341	$V_{CB}=100V$	850	mW
f_{max}	Maximum Frequency of Oscillation	$V_{CB}=75V, I_C=30mA$ $T_C=50^\circ C$		
	2N1339		220	mc
	2N1340		250	mc
	2N1341		280	mc
C_{ob}	Output Capacitance	$V_{CB}=50V, I_E=0$ $f=140\text{ kc}$	4.0	μF

Millimicrosecond Silicon Switching Transistor

2N1409, 2N1410

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (25°C)

Symbol	Characteristic	Typical	Test Conditions
$V_{BE(sat)}$	Base Saturation Voltage	.9 V	$I_C=100mA, I_B=10mA$
$V_{CE(sat)}$	Collector Saturation Voltage	0.25 V	$I_C=100mA, I_B=10mA$ $V_{CE}=20V, T=25^\circ C$
I_{CBO}	Collector Cutoff Current		
h_{FE}	D.C. Pulse Current Gain		
	2N1409 - only		$I_C=100mA, V_{CE}=10V$
	2N1410 - only		$I_C=100mA, V_{CE}=10V$
h_{fe}	Small Signal Current Gain at $f=20\text{ mc}$	5.0	$I_C=50mA, V_{CE}=10V$
C_{ob}	Collector Capacitance	$20\mu F$	$I_E=0, V_{CE}=10V$

SWITCHING TIME PERFORMANCE

Symbol	Characteristic	Typical	Test Conditions
T_d	Delay Time	40 mus	$R_L=60\Omega, I_C=100mA, I_B=10mA$
T_r	Rise Time	50 mus	$R_L=60\Omega, I_C=100mA, I_B=10mA$
T_s	Storage Time	120 mus	$R_L=60\Omega, I_C=100mA, I_{B1}=I_{B2}=10mA$
T_f	Fall Time	30 mus	$R_L=60\Omega, I_C=100mA, I_{B1}=I_{B2}=10mA$

昌新商事株式会社

東京都中央区日本橋町2-2
Tel (241) 5726-7, 3961, 4328, 7024
大阪市東区瓦町5-24 Tel (113) 958, 6903

NEW VARIAN

100 kc EPR

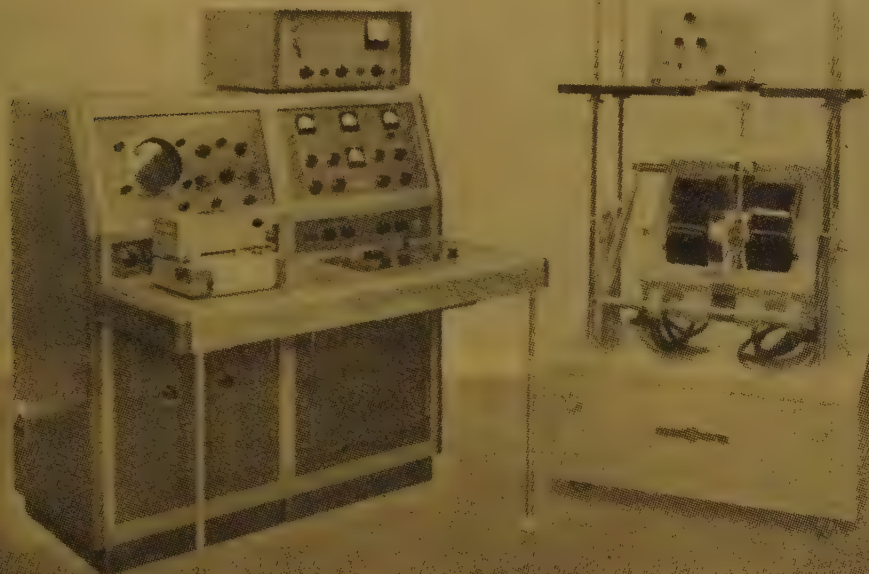
SPECTROMETER

(Electron Paramagnetic Resonance)



SAMPLE CAVITY OF THE NEW 100 KC EPR SPECTROMETER, SHOWING RADIATION SLOTS AND VARIABLE TEMPERATURE INSERT.

半導体の研究・開発に



VARIAN 100-KC EPR SPECTROMETER WITH STANDARD SIX-INCH MAGNET.

A RECENT ADVANCE IN INSTRUMENTATION ACHIEVES THE FINEST IN SENSITIVITY AND VERSATILITY

HIGH SENSITIVITY — At a response time of one second, the limiting sensitivity of the instrument is $2 \times 10^{11} \Delta H$ unpaired electron spins, where ΔH is the signal line width in gauss. This high sensitivity has been achieved through the use of 100 kc magnetic field modulation together with a special frequency stabilization system.

SAMPLE TEMPERATURE CONTROL — The sample temperature can be controlled to within 1°C anywhere in the range -196°C to $+300^\circ\text{C}$ by means of a quartz Dewar insert system utilizing gas flow.

SAMPLE IRRADIATION — A slotted window on the cavity permits the sample to be irradiated during EPR observation with U-V or visible light, with no adverse effect on the microwave properties of the cavity.

RAPID RESPONSE — For studying rapid reactions, the instrument is capable of response times as short as 100 microseconds.

OSCILLOSCOPE PRESENTATION — For quick observation, an oscilloscope presentation covering 75 gauss of the spectrum is available at a sensitivity of $10^{12} \Delta H$ unpaired electron spins.

日本総代理店

丸文株式会社

VARIAN associates
PALO ALTO CALIFORNIA

本社	東京都中央区日本橋大伝馬町2の1	電話(661)2286代表
支店	大阪市西区靱下通1-14 春陽ビル	電話(44)5478代表
支店	神戸市生田区海岸通2-26 東和汽船ビル	電話(3)4266
支店	金沢市下松原町6番地	電話(3)595-6,554



トランジスタのパイオニア



昭和28年

ソニーの前身、東京通信工業株式会社は当時全く未知数であったトランジスタを工業生産にうつした。そして2年後の昭和30年には、早くもアメリカに追いついて高周波トランジスタを完成し、ソニーラジオを生み現在のトランジスタラジオ輸出ブームの礎を築くと共に、今また世界に先駆けてトランジスタテレビを完成した。現在日本のトランジスタ生産量は月産900万個に達し、アメリカの700万個を追い抜き、ついに世界第一位となりました。ラジオはもとよりテレビから電子計算機にいたる凡ゆるエレクトロニクスの分野でトランジスタの用途は、ますます拡大しつつあります。

ソニーが放った世界的ヒット——「エサキダイオード」
2極のダイオードでありながら、3極のトランジスタと同じように発振や増巾やスイッチングの作用ができる、この新しい電子部品は電子計算機、電子交換機、自動制御機構に大きな威力を発揮しようとしています。

日本の生んだ
世界のマーク

SONY



ソニーラジオ・テープコーダーのソニー株式会社 東京都品川区大崎局区内 (カタログ進呈)

論文・資料

UDC 621.396.3 : 621.376.3
621.316.726

短波 FS 電信に適した新形電氣的 AFC 方式*

正員 道下久吉 正員 川井一夫 正員 松田和長
正員 多田貞三郎 正員 大塚 学

(国際電信電話株式会社)

要約 本文は短波 FS 電信波の周波数変動を FS 電信復調波形の振幅より検出し、復調出力の電信ひずみがなくなるように局部発振周波数を自動制御する新しい AFC 方式についての原理および性能が述べられている。

この方式は周波数弁別器の出力をマーク、スペースの信号電圧に分離し、この両者の波形をそれぞれ微分して一方は正のみ、他方は負のみのパルスとし、このパルス電圧の大きさにより周波数弁別器にたいするマーク、スペースのずれを検出する。そして、この誤差電圧でリアクタンス管を通じて局部発振器を自動制御するものである。この方式の大きな特徴は

(1) FS 信号の偏移幅が変化した場合には従来の AFC 方式では復調波形がひずみ、その度に調整を要したが、この方式では自動的に補正される。

(2) FS 信号が狭帯域となってもこの方式は高精度の周波数制御ができる。

(3) 装置の大きさは従来の AFC に比して約 1/10 ですみ、モータ等、特別部品が不要で取扱い極めて簡単である。

本文ではこの AFC 回路についての理論的考察、設計条件、過渡応答、実用試験結果等について述べてある。

1. 序 言

短波による国際電信回線はほとんど FS 電信方式(周波数偏移電信方式)となり、回線効率は一段と向上した。しかし FS 電信方式に要求される周波数安定度は高く、受信機における AFC、送信機における主発振器の安定化と共に偏移周波数幅(以下シフト幅とする)の変動も極力抑えるべく研究されている。その結果、わが国等では国際規格を充分満足する値を得ているが、まだ充分とは言えない状態にある国々も多く受信側ではその対策に悩んでいる。

ちなみに国際電信電話株式会社小

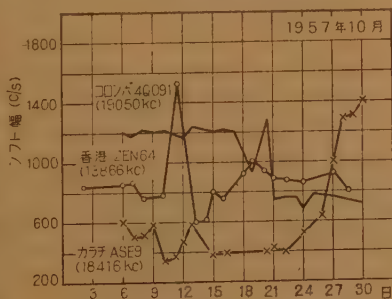


図1 各種回線のシフト幅変動
Fig.1-The variation of shift frequency of few FS telegraph circuit.

野受信所で受信する東南アジア諸国電波のシフト幅変化の測定結果は日変化にして図1のごとくなり、ボンベイ回線の短時間のシフト幅変化の測定例は図2のごとくなる。このような大きなシフト幅変化にたいし、従来の AFC 方式ではつぎの理由によって通信品位が

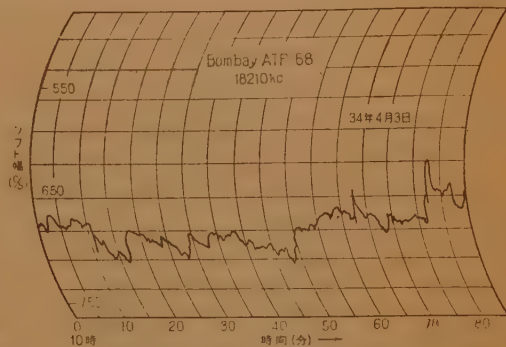


図2 シフト幅変動
Fig.2-Shift frequency variation at the short time interval.

低下する。すなわち従来の方式ではマークあるいはスペース信号のいずれか一方のみに AFC をかけているので、マーク、スペースが平行移動するような周波数変動にたいしては有効に動作するが、前記のごときシフト幅の変動にたいしては片方の周波数のみが AFC によって固定されるので電信ひずみが生じる。このようなシフト幅変動にたいし従来はその都度基準周波数

*A New Type Electronic A.F.C. System for the Radio Frequency F.S. Telegraph Circuit. By HISAKICHI MICHISHITA, KAZUO KAWAI, KAZUNAGA MATSUDA, TEIZABURO TADA and MANABU OTSUKA, Members (Kokusai Denshin Denwa Co., Ltd., Tokyo). [論文番号 3201]

を調整して補正していたが、これははなはだわずらわしいばかりでなく、変動の早いものにたいしては最早や人手での調整は困難となる。

これにたいして筆者等はさきに発表した無定位形電氣的 AFC⁽¹⁾ の原理を応用して、これに周波数弁別器（以下デスクとする）出力波形より周波数のずれを検出する検出機構を付加した新しい AFC 方式^{(2),(3),(4)} を考案し、これらにたいして実験を進めた。その結果前記の欠点は一掃され、FS 電信に適した AFC であることが確かめられた。本文では、この 3 種の方式のうち応用面の広い方式⁽³⁾ について述べ、他の方式は簡単に紹介する。

2. 装置の概要

図 3 は本 AFC 方式の動作原理を示す系統図であり、図 4 は入力周波数が正側にずれた場合の各部の波形である。微分回路 D_1, D_2 の出力には正負両方向のパルスが交互に出るが、図 4 (d), (e), に示すごとく、両者

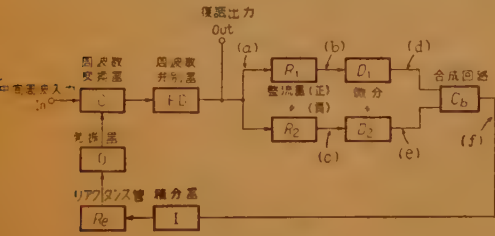


図 3 回路系統図
Fig.3—Schematic diagram of the circuit.

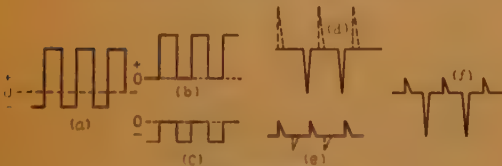


図 4 各部波形図
Fig.4—The wave form of various parts.

が差動的に働くように、互いに逆極性のパルスのみ取り出し、合成回路 C_b によって図 4, (f) のごとき波形を得る。このパルスによって積分器 I 、リアクタンス管 Re を通じて発振器 O を制御するが、この制御動作は図 4 (f) の正負のパルス振幅が等しくなる所、すなわち、デスク出力が正負平衡する所まで続けられる。周波数が逆にずれた場合には C_b の出力は図 4 (f) を反転した波形となるから発振器は逆方向に動き同様に安定する。以上の説明から分るごとく、この AFC によれば、いかなる周波数変動があっても常に信号を

デスクの正しい位置に引き込むことはもちろん、デスクの中心周波数の温度変化にも追従する特徴をもっている。

3. 理論的解析

3.1 伝達関数

この AFC 系は前述の動作説明でわかるように電信信号から得たパルスで動作している。したがって動作系体としてはサンプル値制御に属するが、この AFC 系には後の説明でわかるごとくクリップ回路が含まれているのでパルス伝達関数を用いての解析は困難である。それでここでは伝達関数および一部図形的計算により設計に必要な式を導くことにする。まずパルス応答を考察する。パルス波形はデスクの出力波形を整流し、これを微分して得るのであるが、デスク出力波形は通常、帯域制限により幾分丸みをもった梯形波となっている。この帯域制限による効果は低域滤波器によるものと考え、微分回路とともに図 5 の等価回路で考えることとすれば、これらの回路の伝達関数 $G_1(s)$, $G_2(s)$ はそれぞれ

$$G_1(s) = \frac{\alpha}{s + \alpha} \tag{1}$$

$$G_2(s) = \frac{s}{s + \beta} \tag{2}$$

$$\text{ただし } \alpha = \frac{1}{C_1 R_1}, \quad \beta = \frac{1}{C_2 R_2}$$

で表わせる。この微分によって得られたパルスは増幅



図 5 パルス化への等価回路
Fig.5—Equivalent circuit to pulse forming.

し、トランスを通じて積分回路に加えられるが、真空管の増幅度およびトランスの変成比は別に考えることとし、トランスの低域特性にたいする伝達関数 $G_3(s)$ として、図 6 (a) の等価回路より

$$G_3(s) = \frac{s}{s + \gamma} \tag{3}$$

$$\text{ただし } \gamma = \frac{R}{L}, \quad R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

R_1 —一次巻線抵抗 + 電源内部抵抗
 R_2 —一次側に換算した二次巻線抵抗 + 負荷抵抗
 L —一次巻線インダクタンス

が得られる。高域特性にたいしては、図 6 (b) の回路に単位関数を加えたときの出力 $Y(s)$ が k の値に

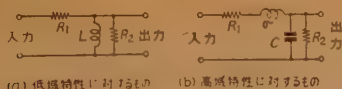


図 6 トランスの等価回路

Fig. 6—The approximate circuit of a transformer.

じてつぎの 3 種の形

 $k=1$ の場合

$$Y_{(x)} = 1 - (1 + 2\pi x) e^{-2\pi x} \quad (4)$$

 $k>1$ の場合

$$Y_{(x)} = 1 - \frac{4k^2}{4k^2 - 1} e^{-\frac{\pi}{k}x} + \frac{1}{4k^2 - 1} e^{-4\pi kx} \quad (5)$$

 $4k^2 \gg 1$ ならば

$$Y_{(x)} = 1 - e^{-\frac{\pi}{k}x}$$

 $k<1$ の場合

$$Y_{(x)} = 1 - \left\{ \frac{k}{\sqrt{1-k^2}} \sin 2\pi\sqrt{1-k^2}x + \cos 2\pi\sqrt{1-k^2}x \right\} e^{-2\pi kx} \quad (6)$$

$$\text{ただし } k = m\sqrt{\frac{\sigma R_2 C}{R_1 + R_2}}, \quad m = \frac{R_1}{2\sigma} + \frac{1}{2R_2 C}$$

$$x = \frac{t}{T}, \quad T = 2\pi\sqrt{\frac{\sigma R_2 C}{R_1 + R_2}}$$

 σ = 一次側に換算した漏えいインダクタンス C = 一次側に換算した分布容量をとる^{(5),(6)}ことから,

$$Y_{(t)} = \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{G_{(s)}}{s} \right] \quad (7)$$

を用いれば、高域特性にたいする伝達関数 $G_{(s)}$ は式(4), (5), (6) のラプラス変換の s 倍であるから $k=1$ の場合

$$G_{(s)} = 1 - \left(1 + \frac{F}{F+s} \right) \frac{s}{F+s} \quad (8)$$

 $k>1$ の場合

$$G_{(s)} = 1 - \frac{F^2}{(2m)^2 - F^2} \left\{ \left(\frac{2m}{F} \right)^2 \frac{s}{2m+s} - \frac{s}{2m+s} \right\} \quad (9)$$

 $4k^2 \gg 1$ ならば

$$G_{(s)} = 1 - \frac{s}{\frac{F}{2k} + s}$$

 $k<1$ の場合

$$G_{(s)} = 1 - \frac{2ms + s^2}{(m+s)^2 + F^2 - m^2} \quad (10)$$

$$\text{ただし } F = \frac{2\pi}{T}$$

となる。したがって、ここまでの回路全体の伝達関数

 $G_{(s)}$ は まず $k=1$ の場合

$$G_{(s)} = \frac{\alpha}{s+\alpha} \cdot \frac{s}{s+\beta} \cdot \frac{s}{s+\gamma} \left\{ 1 - \frac{s}{s+F} - \frac{sF}{(s+F)^2} \right\} \\ = \alpha F^2 \left\{ \frac{s^2}{(s+\alpha)(s+\beta)(s+\gamma)(s+F)^2} \right\} \quad (11)$$

となり、単位関数入力にたいする出力波形を求めるため $1/s$ を乗じ、部分分数に展開すれば

$$\frac{G_{(s)}}{s} = \alpha F^2 \left\{ \frac{A}{(s+F)^2} + \frac{B}{s+F} + \frac{C}{s+\alpha} + \frac{D}{s+\beta} + \frac{E}{s+\gamma} \right\} \quad (12)$$

$$\text{ただし } A = \frac{-F}{(\alpha-F)(\beta-F)(\gamma-F)}$$

$$B = \frac{-F^2(\alpha+\beta+\gamma-2F) + \alpha\beta\gamma}{(\alpha-F)^2(\beta-F)^2(\gamma-F)^2}$$

$$C = \frac{\alpha F(\beta+\gamma-F) + \alpha\beta\gamma}{(\alpha-F)(\beta-\alpha)(\gamma-\alpha)(\beta-F)(\gamma-F)}$$

$$D = \frac{\beta F(\alpha+\gamma-F) + \alpha\beta\gamma}{(\beta-F)^2(\alpha-\beta)(\gamma-\beta)(\alpha-F)(\gamma-F)}$$

$$E = \frac{\gamma F(\alpha+\beta-F) + \alpha\beta\gamma}{(\gamma-F)^2(\alpha-\gamma)(\beta-\gamma)(\alpha-F)(\beta-F)}$$

故に出力波形 $y_{(t)k=1}$ は

$$y_{(t)k=1} = \alpha F^2 \{ -Ate^{-\alpha t} - Be^{-\beta t} + Ce^{-\alpha t} + De^{-\beta t} + Ee^{-\gamma t} \} \quad (13)$$

となる。 $k>1$ の場合は $4k^2 \gg 1$ であるとするれば同様にして

$$y_{(t)k>1} = \alpha\delta \{ Ae^{-\alpha t} + Be^{-\beta t} + Ce^{-\gamma t} + De^{-\delta t} \} \quad (14)$$

$$\text{ただし } A = \frac{-\alpha}{(\beta-\alpha)(\gamma-\alpha)(\delta-\alpha)}$$

$$B = \frac{-\beta}{(\alpha-\beta)(\gamma-\beta)(\delta-\beta)}$$

$$C = \frac{-\gamma}{(\alpha-\gamma)(\beta-\gamma)(\delta-\gamma)}$$

$$D = \frac{-\delta}{(\alpha-\delta)(\beta-\delta)(\gamma-\delta)}$$

$$\delta = \frac{\pi}{kT}$$

を得る。また、 $k<1$ の場合については相乗定理

$$f_1(s) \cdot f_2(s) = \mathcal{L} \left[\int_0^t f_1(t-\tau) \cdot f_2(\tau) d\tau \right] \quad (15)$$

を用いて計算すれば

$$y(t)_{k < 1} = -Ae^{-\alpha t} - Be^{-\beta t} - Ce^{-\gamma t}$$

$$-\alpha A \frac{X}{Y}$$

$$\cdot \frac{e^{-Xt} \{ -(X-\alpha) \sin Yt - Y \cos Yt \} + Ye^{-\alpha t}}{(X-\alpha)^2 + Y^2}$$

$$-\beta B \frac{X}{Y}$$

$$\cdot \frac{e^{-Xt} \{ -(X-\beta) \sin Yt - Y \cos Yt \} + Ye^{-\beta t}}{(X-\beta)^2 + Y^2}$$

$$-\gamma C \frac{X}{Y}$$

$$\cdot \frac{e^{-Xt} \{ -(X-\gamma) \sin Yt - Y \cos Yt \} + Ye^{-\gamma t}}{(X-\gamma)^2 + Y^2}$$

$$-\alpha A$$

$$\cdot \frac{e^{-Xt} \{ -(X-\alpha) \cos Yt + Y \sin Yt \} + (X-\alpha)e^{-\alpha t}}{(X-\alpha)^2 + Y^2}$$

$$-\beta B$$

$$\cdot \frac{e^{-Xt} \{ -(X-\beta) \cos Yt + Y \sin Yt \} + (X-\beta)e^{-\beta t}}{(X-\beta)^2 + Y^2}$$

$$-\gamma C$$

$$\cdot \frac{e^{-Xt} \{ -(X-\gamma) \cos Yt + Y \sin Yt \} + (X-\gamma)e^{-\gamma t}}{(X-\gamma)^2 + Y^2}$$

(16)

$$\text{ただし } A = \frac{\alpha^2}{(\beta-\alpha)(\gamma-\alpha)}, B = \frac{\alpha\beta}{(\alpha-\beta)(\gamma-\beta)}$$

$$C = \frac{\alpha\gamma}{(\alpha-\gamma)(\beta-\gamma)}, X = 2\pi k \frac{1}{T}$$

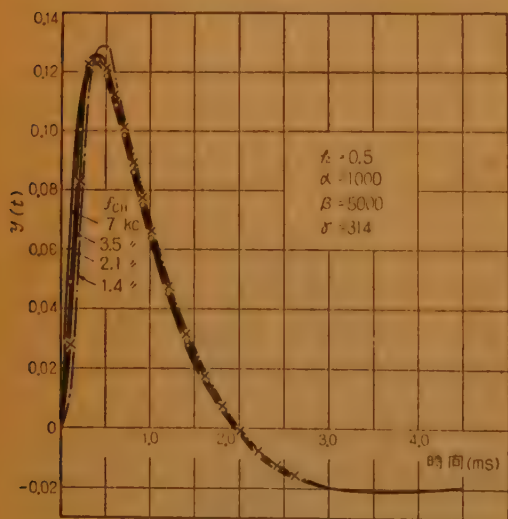


図7 (A) $k=1$

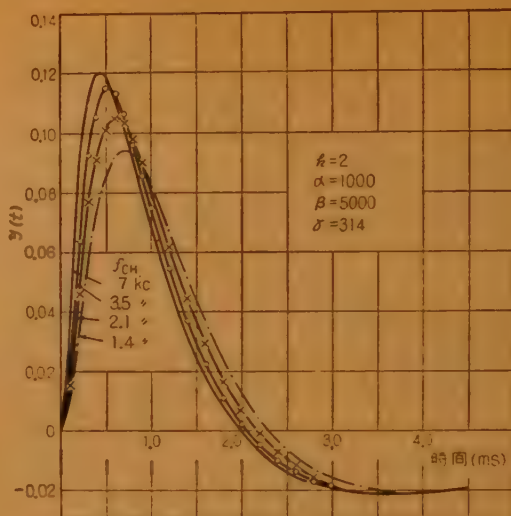


図7 (B) $k=2$

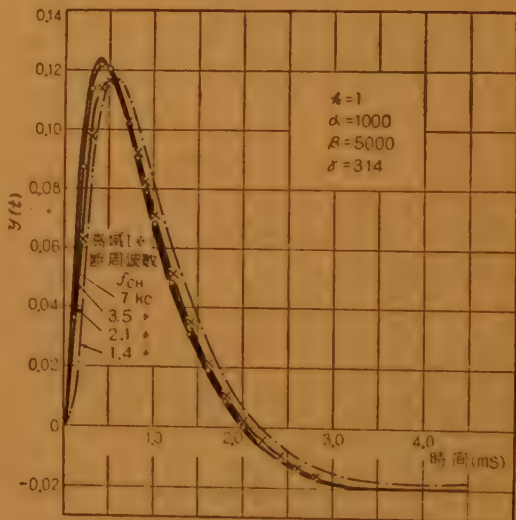


図7 (C) $k=0.5$

図7 パルス出力波形
Fig.7—Wave form of the output pulse.

$$Y = 2\pi\sqrt{1-k^2} \frac{1}{T}$$

α, β, γ および T が定まれば式 (13), (14) および (16) から種々な k の値における出力波形 $y(t)$ が求まる。 T と k はそれぞれ前記のごとくであるから、 k は T に関して独立であるが、 T は k に関して独立ではない。しかし考察を簡単にするため $R_1=R_2$ とし、 $1/2\pi\sqrt{\sigma C}$ を高域しき断周波数 f_{CH} と考えて (すなわち $f_{CH}=1/T\sqrt{2}$) 種々の k にたいして計算した $y(t)$ の一例は図7 (A), (B), (C) のごとくなり、パルスの

最大振幅の値は図8のごとくなる。すなわち、これらの図より f_{CH} がパルス波形の最大振幅に与える影響はそれ程大きくなく、また、低域シャ断周波数はパルス波形の正負の最大振幅比に関係があり、その一計算

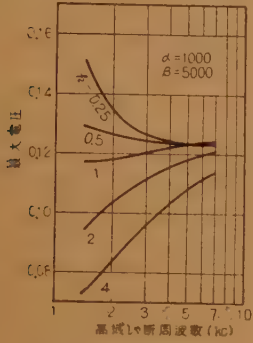


図8 パルス最大電圧
Fig. 8—Maximum voltage of a pulses.

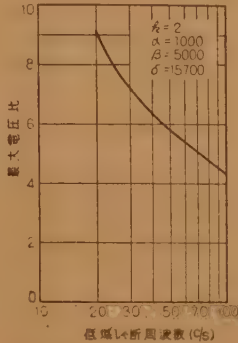


図9 パルス最大電圧比
Fig. 9—Maximum to minimum voltage ratio of a pulses.

例は図9のごとくなり、低域シャ断周波数の低い程最大振幅比は大となる。したがって低域シャ断周波数をできるだけ下げると共に高域シャ断周波数をある程度低くして昇圧比を大きくとる方が有利である。

つぎにパルス波形と必要増幅度の関係を求めるためつぎのごとく記号を定める。(図10参照)

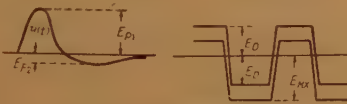


図10 記号の説明
Fig. 10—Explanatory figures of symbols.

E_{P1} = パルス波形の正の最大値 ($y(t)$ の最大値)

E_{P2} = パルス波形の負の最大値 ($y(t)$ の最小値)

a_0 = パルス増幅器の増幅度 (トランスを含む)

E_N = ネオン管の放電電圧

E_D = 定常時のデスク出力電圧

E_{MX} = デスク出力に生じる最大電圧

まず定常状態においてネオン管が放電するためには後述するように $E_D \cdot E_{P1} \cdot a_0 > E_N$ でなければならず、また周波数のずれが最大になった場合には $E_{MX} \cdot E_{P2} \cdot a_0 > E_N$ となると、パルス波形の負の部分でもネオン管が放電を始めるので感度が著しく低下する。したがって $E_D \cdot E_{P1} \cdot a_0 > E_N > E_{MX} \cdot E_{P2} \cdot a_0$ という条件より a_0 は

$$\frac{E_N}{E_D \cdot E_{P1}} < a_0 < \frac{E_N}{E_{MX} \cdot E_{P2}} \quad (17)$$

である必要がある。

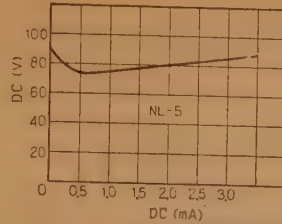


図11 ネオン管の電流電圧特性
Fig. 11—Current VS voltage characteristics of the neon tube.

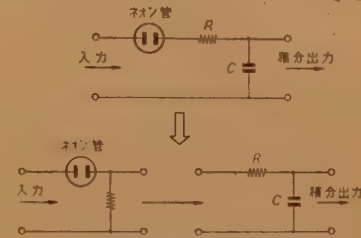


図12 積分素子の分解
Fig. 12—Analysis of the integrating element.

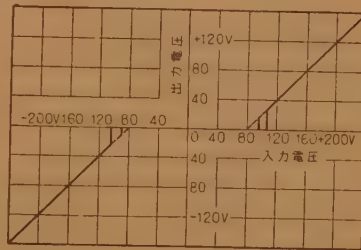


図13 ネオン管のクリッピング特性
Fig. 13—Clipping characteristics of neon tube.

分回路は C の充電に関する限り、図12のごとくクリッパ回路と CR 回路に分けて考えることができる。このように考えたクリッパ回路としての特性の一例は図13のごとくである。この回路への入力電圧の大きさから考えてヒステリシスを無視すれば、この回路の特性は同図の点線のごとく近似できる、すなわち、パルス波形の80Vを越える部分のみが積分される。このような折線特性を近似する方法には種々な方法があるが^{(7),(8)}、いずれの方法も近似

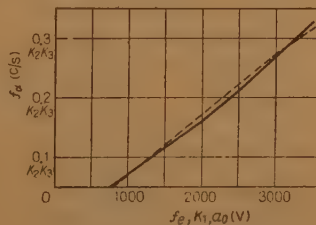


図14 制御量
Fig. 14—Controlling quantity.

度を上げる程計算は複雑となる。そこで、ここでは80 Vを越える部分の面積をたとえば図 7(B) より図形的に求める。その結果は図 14 のごとくなり、図中の記号はつぎのごとくである。

f_o = デスクの中心よりの偏移周波数 (c/s).

K_1 = デスクの感度 (V/c/s).

K_2 = 積分器の感度 (1/sec).

K_3 = リアクタンス管の感度 (c/s/V).

a_o = パルス増幅器の増幅度

これを同図中の点線のごとく近似すれば、 $f_o \cdot K_1 \cdot a_o > 800$ の場合、1 パルスによる局部発振器の周波数変化 f_a は

$$f_a = (f_o \cdot K_1 \cdot a_o - 800) \frac{K_2 \cdot K_3}{10000} \quad (18)$$

で表わすことができ、また $K_1 a_o$ をパラメータとして f_o 対 f_a の関係を求めると図 15 のごとくなる。

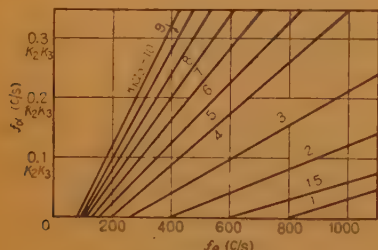


図15 入出力周波数関係 f_a 対 f_o

Fig.15—Relative among input and output frequency with parameter $K_1 a_o$.

3.2 インディシャル応答

この AFC 系の応答の軌跡は図 15 に示すごとく $K_1 a_o$ の値によって決まる直線上にある。ここでこの系のループに沿った一巡利得、 f_a/f_o を求めれば式 (18)より

$$\frac{f_a}{f_o} = K_2 K_3 \left(\frac{K_1 a_o}{10000} - \frac{8}{100 f_o} \right) \quad (19)$$

すなわち、 f_o が小となる場合には $f_o \cdot K_1 \cdot a_o = 800$ で零となり、 f_o が大となると共に $K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot a_o / 10000$ の値に近づくことになる。そこで制御力が零となる f_o は $800 / K_1 a_o$ であるから、FS 信号のマーク周波数にたいする誤差周波数を f_{eM} とし、スペース周波数にたいするそれを f_{eS} として

$$\frac{f_{eM} - f_{eS}}{2} = \text{シフト幅 } \Delta f \gg \frac{800}{K_1 a_o} \quad (20)$$

なるごとく $K_1 a_o$ を選ぶと、 f_a/f_o の小さい部分はあまり使わないですませ得る。すなわち、この条件の下では式 (19) は

$$\frac{f_a}{f_o} = \frac{K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot a_o}{10000} \quad (21)$$

と見ることができる。ここでインディシャル応答を求めるのにまず $f_{eM} \cdot K_1 \cdot a_o > 800$ で $-f_{eS} \cdot K_1 \cdot a_o < 800$ なる場合を考えれば、 f_{eS} による制御力は零であるから、信号を dot keying として、その応答 $Y_{(n)}$ は

$$\begin{array}{ll} n & Y_{(n)} \\ 0 & (1-R)^0 \\ 1 & (1-R)^1 \\ 2 & (1-R)^2 \\ 3 & (1-R)^3 \\ 4 & (1-R)^4 \\ \vdots & \vdots \end{array} \quad (22)$$

$$\text{ただし } R = \frac{f_a}{f_o}$$

となり、図 16 のごとく表わせる。したがって

$$Y_{(n)} = (1-R)^n \quad (23)$$

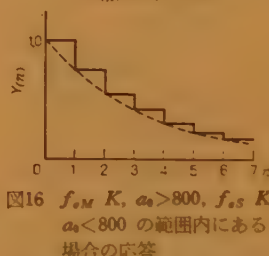


図16 $f_{eM} K_1 a_o > 800$, $f_{eS} K_1 a_o < 800$ の範囲内にある場合の応答

Fig.16—Response of case with condition; $f_{eM} K_1 a_o > 800$, and $f_{eS} K_1 a_o < 800$.

これを図 16 の点線のごとく、連続値を有する t として考えれば、keying 速度を Bu ボーとして $n = But$ であり、この場合 f_{eS} による制御はないから $But/2$ となり、 f_{eM} の step の大きさを $f_{eM(0)}$ と

すれば

$$\begin{aligned} Y_{(n)} &= f_{eM(0)} (1-R)^n \\ &= f_{eM(0)} e^{n \ln(1-R)} = f_{eM(0)} e^{-\rho \frac{But}{2}} \end{aligned} \quad (24)$$

$$\text{ただし } \rho = -\ln(1-R)$$

$$R \ll 1 \text{ の場合}$$

$$\rho \approx R$$

$$\text{したがって } Y_{(n)R \ll 1} = f_{eM(0)} e^{-R \frac{But}{2}} \quad (25)$$

これは f_{eM} の変化を表わすものであるから、FS 信号の中心値の変化で表わすには $\Delta f/2$ を減じて元の値、 $f_{eM(0)} - \frac{\Delta f}{2}$ で割ればよく、これを $Y_{c(t)}$ とすれば

$$\begin{aligned} Y_{c(t)} &= \frac{f_{eM(0)} e^{-\rho \frac{But}{2}} - \frac{\Delta f}{2}}{f_{eM(0)} - \frac{\Delta f}{2}} \\ &= \left(1 + \frac{\Delta f}{2 f_{e(0)}} \right) e^{-\rho \frac{But}{2}} - \frac{\Delta f}{2 f_{e(0)}} \end{aligned} \quad (26)$$

$$\text{ただし } f_{e(0)} = f_{eM(0)} - \frac{\Delta f}{2}$$

つぎに $f_{eM} K_1 \cdot a_0 > 800$, $-f_{eS} \cdot K_1 \cdot a_0 > 800$ になった場合を考える。この場合, f_{eM}, f_{eS} のいずれによっても制御されるが, その方向は互いに逆である。まず中心値がシフト幅の $1/2$ だけずれている場合を考え, $f_{eM(0)} = 1$ とし第 1 エレメントがマークであるとすれば, 信号はここで $1-R$ まで制御され, 第 2 エレメントのスペースで -1 だけシフトされて $1-R-1$ となり, これがまた $1-R$ だけ制御されるから $-R(1-R)$ となる。つぎに第 3 エレメントのマークで $+1$ シフトされて $-R(1-R)+1$ となるから制御によって $\{1-R(1-R)\}(1-R)$ となる。故に

$$\left. \begin{array}{l} n \\ 0 \\ 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \\ \vdots \end{array} \right\} \begin{array}{l} Y_{(n)} \\ 1 \\ R_0 \\ -R_0 + R_0^2 \\ R_0 - R_0^2 + R_0^3 \\ -R_0 + R_0^2 - R_0^3 + R_0^4 \\ R_0 - R_0^2 + R_0^3 - R_0^4 + R_0^5 \\ \vdots \end{array} \quad (27)$$

$$\text{ただし } R_0 = 1-R$$

となり, つぎの等比級数で表わされる。

$$Y_{(n)} = \pm \frac{R_0}{1+R_0} (1 \pm R_0^n) \quad (28)$$

$$\text{ただし } \begin{cases} n \text{ が奇数のときは } + \\ n \text{ が偶数のときは } - \end{cases}$$

前と同様に FS 信号の中心変化で表わせば n が奇数, 偶数のときの振幅をそれぞれ $Y_{CM(n)}$, $Y_{CS(n)}$ とし

$$\left. \begin{array}{l} Y_{CM(n)} = \frac{2R_0}{1+R_0} (1+R_0^n) - 1 \\ Y_{CS(n)} = -\frac{2R_0}{1+R_0} (1-R_0^n) + 1 \end{array} \right\} \quad (29)$$

$R \ll 1$ なる場合は $R_0 \approx 1$ であるから式 (29) はいずれも $(1-R)^n$ となり, 連続時間, t で考えると

$$Y_{C(t)} = (1-R)^{Bu t} = e^{-\rho Bu t} \quad (30)$$

$$\text{ただし } \rho = -\ln(1-R)$$

$$R \ll 1 \text{ の場合}$$

$$\rho \approx R$$

となる。この場合 $f_{eM(0)} = 1, \Delta f = 1$ として考えたが, これが任意の値であっても式 (30) は成立する。したがってインディシャル応答は t の経過と共に式 (26)

より式 (30) に移行していくことになる。故に式 (26) より式 (30) に移行する点を求めればインディシャル応答は決定される。

f_{eM} は式 (24) より $f_{eM(t)} e^{-\rho \frac{Bu}{2} t}$ で減衰していくから, これからシフト周波数 Δf を減じたものが f_{eS} の変化となり, この値が $800/K_1 \cdot a_0$ を越える点から式 (30) で表わされる動作となる。したがって

$$f_{eM(t)} e^{-\rho \frac{Bu}{2} t} - \Delta f = -\frac{800}{K_1 \cdot a_0} \quad (31)$$

の t を求めればよい。すなわち

$$t = \frac{2}{Bu \rho} \ln \frac{f_{eM(t)}}{\Delta f - \frac{800}{K_1 \cdot a_0}} = \frac{2}{Bu \rho} \ln \frac{f_{e(0)} + \frac{\Delta f}{2}}{\Delta f - \frac{800}{K_1 \cdot a_0}} \quad (32)$$

の点より式 (30) が始まる。

つぎに, この AFC 系においては FS 信号のシフトの中心がシフトされるが, この幅を S_C とすれば, $t = \infty$ においては, 式 (29) で $n = \infty$ として,

$$S_C = Y_{CS(\infty)} - Y_{CM(\infty)} = 2 - \frac{4R_0}{1+R_0} \quad (33)$$

となり, 実効信号振幅, S_E は

$$S_E = \frac{2 - S_C}{2} = \frac{2R_0}{1+R_0} \quad (34)$$

に減少する。

以上, この AFC 系は式 (26), (30), (32), (33), (34) で明確に推察することができ, 図 17 に $R = 0.1$ および 0.01 の場合のインディシャル応答を示す。

また, 式 (26) において $\Delta f \ll f_{e(0)}$ とすれば $Y_{C(t)} \approx e^{-\rho \frac{Bu}{2} t}$ となり, $\Delta f > f_{e(0)}$ でたとえば $\Delta f = 2f_{e(0)}$ とすれば

$$Y_{C(t)} = 2e^{-\rho \frac{Bu}{2} t} - 1 \quad (35)$$

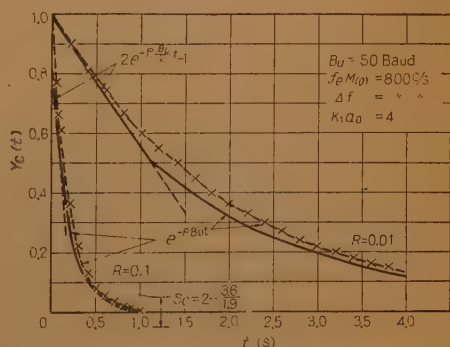


図 17 インディシャル応答
Fig. 17—The indicial response.

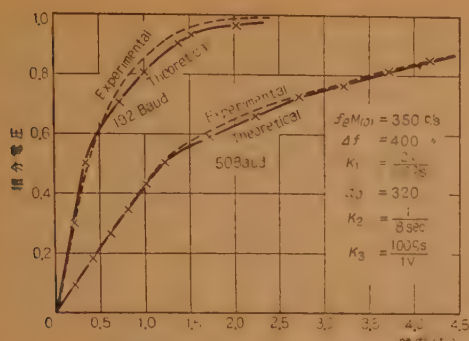


図20 インディシャル応答
Fig.20—The indicial response.

測による E_M および E_S にはシフト幅の変動によるものとフェージングによるものが含まれているが、この AFC 方式は従来の AFC 方式にして精度、安定度共に高く、調整頻度が極めて小さい等の優れた性能を有していることが確かめられた。

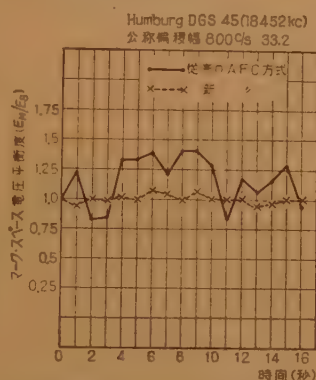


図21 従来の AFC 方式と新 AFC 方式による誤差

Fig.21—Mark to space voltage ratio in the operational test.
— conventional AFC system
—x—x— this AFC system

5. この種のAFCの別の方法

ここでは今までに述べた方式⁽³⁾のほかに他の2種の方式^{(2),(4)}について簡単に紹介する。前節までに述べた方法では、デスク出力のマーク、スペースの振幅を比較するのに、微分してパルスに変換するという手段を用いた。微分して得たパルスと比較することから、当然、その前提条件として復調波形の立上り、立下りの傾斜は対称でなければならない。しかし、この傾斜が対称でない電波も稀には存在し、この種電波の場合にはバイアスひずみが生ずる。ここに紹介するのはこの波形の立上り、立下りの傾斜の影響を受けないように考えたものである。

5.1 サンプルングによる方法⁽²⁾

これは容易に考えられる方法であって、デスク出力を信号エレメントの中央でサンプルングする方法であ

るから、ここではほとんど波形の過渡部分の影響は小さく、正しいマーク、スペースの振幅がサンプルング

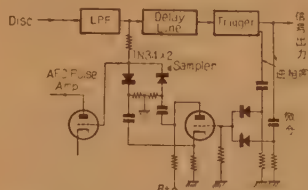


図22 サンプルングによるパルス化
Fig.22—Pulse forming circuit by sampling method.

される。図22はこの場合の一回路例である。この回路例ではパルスは微分回路、サンプラで作られ、その後の条件は前述のものと同様であるから、微分回路は式 (21)、サンプラは式 (1) を決定すると考えられる。したがってインディシャル応答も式 (26), (30) そのままとし、 s_c も式 (33) そのままとする。ただし式 (18) は求め直す必要がある。

5.2 ダブルパルスによる方法⁽⁴⁾

この方法は立上り、立下りの傾斜の影響を全く受けないとは言えないが比較的受け難い方法である。その方法は図4の (d), (e) においてパルス波形を半波整流し、それぞれ点線の部分を捨てたが、これを両波整流することによって2倍のパルス数とし、一変換点ごとに前半と後半のパルスを比較する方法である。インディシャル応答は前述の場合と同様に考えていけば

$$Y_C(t) = e^{-2ABut} \quad (40)$$

で表わすことができ、 s_c は 0 となる。この方法では応答の時定数は前述の場合の 1/2 となるが、実用上はいずれの方法でも大差ない。

6. 結 言

以上、本AFC方式の原理を述べると共に理論的解析を行ない、設計条件並びにインディシャル応答を求め、この AFC 方式の性能を明らかにした。これらの結果は大体実験と一致し、また長期安定度を見るために行なった現場実験においても良好な性能を有していることが分かったので現在製作中の新形受信機に Sampling による方式を採用した。ここに紹介したこれらの AFC 方式は構造、取扱いが極めて簡単のため、小形受信機への応用も容易となり、周波数安定化に役立つものと信ずる。

終りにのぞみ本研究の機会を与えられた。難波研究部長、古橋第2機械課長、実用化への道を与えられた技術部鶴岡受信端局課長、久保村調査役、小針主任、現場実験を担当しこの方式の発展に甚大なる御協力を賜った大森小野受信所長、田中次長、保全、運用課の各位、並びに本方式の揺籃時代に実用価値をみとめ

進んで現場実験の労をとられた大阪支社の中内主任にたいし厚く感謝する。また、第2機械課受信装置係の諸氏は種々有益な御助言をいただいたことを付記し感謝の意を表する。

文 献

- (1) 道下, 川井, 藤沼, 福島: “零ビート無定形電気的 AFC の一方式”, 信学誌, 41, p23, (昭 33-01).
- (2) 道下他: 自動周波数制御装置, 特願第260240号.
- (3) 道下他: 自動周波数制御装置, 特願第33-2251号.
- (4) 道下他: 自動周波数制御装置, 特願第34-32751号.

- (5) S. Moskowitz, J. Racker: “Pulse techniques”, Prentice-Hall, Inc, New York, p 87.
- (6) J. Millman and H. Taub: “Pulse and digital circuits”, McGraw-Hill Book Co., Inc. p 264.
- (7) 相原: “折線特性の近似と送信機に対する応用について”, 国際通信の研究, (昭29-09).
- (8) M.T.O. Strutt: Gleichrichtung. H.F.T.E.A., 42, 6, p 260, (Dec. 1933). 邦外誌 12 号 p 1223, (昭 9-03).

(昭和 34 年 10 月 24 日受付)

UDC 621.372.85 : 621.317.34

S 曲線法による三端子対および四端子対回路素子の 一測定法について*

正 員 小 西 良 弘

(日本放送協会技術研究所)

要約 従来四端子網の回路定数の測定に S 曲線法がしばしば用いられており、多端子対の測定には二端子対を残す以外の端子に標準リアクタンスを接続して二端子対と化しこれを今までの方法で測定し、これを各端子繰返して行なわれるが、この場合は標準リアクタンスは S 曲線の精度以上でなければならない点がある。したがって本論文は三端子対および四端子対回路の場合に S 曲線法を拡張し、簡単に精度よく求める方法を論じた。まず回路を理想変圧器と二端子対回路により構成し、これら構成定数を各々測定した S 曲線に対応させて求めた。

1. は し が き

従来輻波デシメートル波における四端子定数の測定にしばしば S 曲線法⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾が用いられている。本論文においては分岐部分等を構成する純リアクタンス三端子対回路および四端子対回路の回路定数を測定するのに S 曲線法を拡張して求める方法をのべた。従来は多端子対回路定数を求める際二端子対を残す以外の端子に既知の純リアクタンスを接続してもとの多端子対を二端子対と化し、これを S 曲線法にて測定し、各端子にこれを繰返して求められていた⁽⁴⁾。

この方法では付加される既知のリアクタンスは少なくとも S 曲線による精度以上のものが必要であると言う難点がある。また三端子対および四端子対の場合には各端子を座標軸にした多次元曲面を作り、その性質から回路定数を求める方法も論じられている⁽⁴⁾。筆者は測定を簡単にし精度を上げるため S 曲線法のみにより回路定数を求める方法を論じた。

まず純リアクタンス三端子対および四端子対回路の

等価回路を理想変圧器と二端子対以下の回路により構成した後これらの構成定数を数回の S 曲線法により求める方法を取った。本方法は分岐部分等における浮遊定数の測定に便利であり、特に方向性結合器形四端子対のときには、純リアクタンス二端子対が各端子に分離された形の等価回路で求められるため、各線路の整合に便利である。なお回路が対称である場合にはただ一回の S 曲線測定により求める点が便利である。この方法は超短波ブリッジ方向性結合器あるいはその他の分岐部分等における測定等に便利であると思う。

2. S 曲線による三端子対回路素子の測定

三端子対回路網は図 1 (a) のごとく表わされ基準面を適当に選ぶと同図 (b) のごとくなる⁽⁵⁾。まず基準面を求めた後同図 $n_2 n_3 Y$ を求めればよい。

2.1 基準面の決定

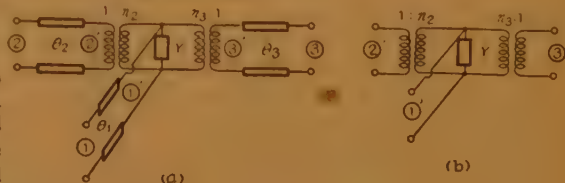


図 1 三端子対の等価回路

Fig. 1—Equivalent circuit of 3 terminal pair network.

*Determination of Circuit Elements of 3-Terminal Pair and 4 Terminal Pair Network by S-Curve Method. By YOSHIHIRO KONISI, Member (Technical Research Laboratory, Japan Broadcasting Corporation, Tokyo). [論文番号 3202]

端子②に信号を入れ、線路①についた短絡板を伝送線路に沿って動かし、線路③に信号が現われなくなったときの短絡板の位置が線路①における基準面①'である。同様にして線路②③の基準面も測定しうる。これら①'②'③'と端子①②③の距離から図 1 (a) の $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ が求まる。

2.2 理想変圧器の変圧比 n_2, n_3 、並びに並列アドミタンス Y の決定

測定はつぎの 2 通りの測定を行なう。すなわち (測定 1)

図 2 (a) に示すように線路①に信号を入れ、伝送線路②③を基準面②'③'より同じ電気角 $2\pi \frac{S_1}{\lambda_g}$ の距離に

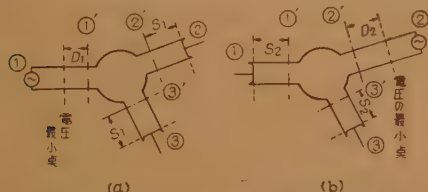


図 2 三端子対における S 曲線測定図

Fig. 2—Method of S-curve measurement in 3 terminal pair network.

て同時に短絡し、この場合の伝送線路①における電圧の節点を①'より測定し、この電気角を $2\pi \frac{D_1}{\lambda_g}$ とする。

(λ_g は管内波長を示す。)

$D_1/\lambda_g = D_1'$ を縦軸に、 $S_1/\lambda_g = S_1'$ を横軸にとり D_1' を

変化した場合の S_1' の模様を画くと図 3

のごとき S 曲線となる。この図において

最大傾斜点 $D_{01}' S_{01}'$

および、S 曲線のう

ねりの幅 w_1' から

式 (2) により計算される r_1 を用いると、図 1 (b) の

回路定数は回路の共振条件から式 (1) の関係で表わす

ことができる。

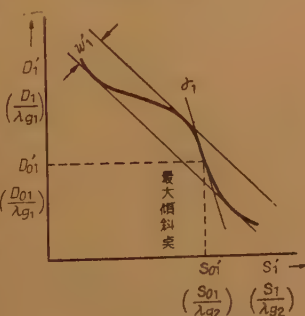


図 3 S 曲線を示す図

Fig. 3—S-curve.

$$\left. \begin{aligned} BW_1 &= \frac{\left(\frac{1}{r_1} - r_1\right) \tan 2\pi D_{01}'}{r_1 + \frac{1}{r_1} \tan^2 2\pi D_{01}'} \\ \frac{W_1}{n_2^2 W_2} + \frac{W_1}{n_3^2 W_3} &= - \frac{1 + \tan^2 2\pi D_{01}'}{r_1 + \frac{1}{r_1} \tan^2 2\pi D_{01}'} = A_1 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式 (1) にて $W_1 W_2 W_3$ は線路①②③の波動抵抗であり、(導波管の場合は電力条件を満足させる適当な値を選ぶことができる。) r_1 は式 (2) により計算される⁽³⁾。(この r_1 は最大傾斜点における微係数を示している。)

$$r_1 = -\cot^2 2\pi \left(\frac{1}{8} - \frac{\sqrt{2} w_1'}{4} \right) \quad (2)$$

(測定 2)

図 2 (b) に示すように線路②に信号を入れ、線路①と③とを基準面①'③'より同じ電気角 $2\pi \frac{S_2}{\lambda_g}$ の距離にて同時に短絡し、そのとき伝送線路②における電圧の節点を基準面②'より電源側に測定して、この電気角を $2\pi \frac{D_2}{\lambda_g}$ とする。 $D_2/\lambda_g = D_2'$ と $S_2/\lambda_g = S_2'$ により S 曲線を描き前と同様 $D_{02}' S_{02}' r_2$ を用いて回路定数を表わすと式 (3) の関係式をうる。

$$\left. \begin{aligned} n_2^2 W_2 B &= \frac{\left(\frac{1}{r_2} - r_2\right) \tan 2\pi D_{02}'}{r_2 + \frac{1}{r_2} \tan^2 2\pi D_{02}'} \\ \frac{n_2^2 W_2}{n_3^2 W_3} + \frac{n_2^2 W_2}{W_1} &= - \frac{1 + \tan^2 2\pi D_{02}'}{r_2 + \frac{1}{r_2} \tan^2 2\pi D_{02}'} = A_2 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式 (1) と式 (3) とより

$$\left. \begin{aligned} BW_1 &= \frac{\left(\frac{1}{r_1} - r_1\right) \tan 2\pi D_{01}'}{r_1 + \frac{1}{r_1} \tan^2 2\pi D_{01}'} \\ n_2^2 &= \frac{A_2 + 1}{A_1 + 1} \frac{W_1}{W_2} \\ n_3^2 &= \frac{A_2 + 1}{A_1 A_2 - 1} \frac{W_1}{W_3} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

となる。すなわち測定 1, 2 から求められる値、 $r_1, r_2, D_{01}', D_{02}'$ を用いて式 (4) により三端子対の等価回路定数を計算することができる。

つぎに対称三端子対の場合には $n_2 = n_3$ となる故、測定 1 のみで式 (1) により直ちに B, n_2 が求まる。

3. S 曲線による四端子対回路素子の測定

3.1 理想変圧器と四端子網による四端子対回路の等価回路網の構成

純リアクタンス四端子対回路は、方向性結合器に変形しうる場合と、変形し得ない場合の 2 通りにわけることができるが知られている⁽⁴⁾。ここで前者は三巻線変成器

と各線路に付随した 3 個の四端子網により表現でき、
後者は 2 個の理想変圧器および補助線路と、1 個の四
端子網により表現できることをのべ、しかる後これら
の変圧器の変成比並びに四端子網の定数が S 曲線法に
より容易に求めうることをのべる。

3.1.1 方向性結合器に変形しうる場合 この場合
の四端子対の端子をそれぞれ端子①②③④とする。今
端子②③④にそれぞれ適当な補助線路 $\theta_2, \theta_3, \theta_4$ と理想
変圧器を付加し、この点を端子②'③'④'とすれば、端
子①'②'③'④' からなる四端子対につきの二つの性質
をもたせることができる⁽⁹⁾。すなわち各端子を線路の
波動抵抗で終端した場合

- (1) 端子①に入った信号は端子③'に現われずか
つ入力端子①は整合している。
- (2) 端子③'に入った信号は端子①に現われずか
つ入力端子③'は整合している。

いま、この二つの条件とさらにユニタリーの条件を
用いるならば①②③'④'内部の回路の S 行列は式 (5)
のごとくなる。

$$S = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & 0 & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & 0 \\ 0 & S_{23} & 0 & S_{34} \\ S_{14} & 0 & S_{34} & 0 \end{pmatrix} \quad (5)$$

ここに S_{ij} は一般に複素数である。今端子 ②'③'
④' の外部にさらに適当な電気長 $\theta_2', \theta_3', \theta_4'$ の補助線路
を付加しその点をそれぞれ端子 ②''③''④'' とすると端
子①②''③''④'' からなる回路の S 行列は

$$S = \begin{pmatrix} 0 & |S_{12}| & 0 & -|S_{14}| \\ |S_{12}| & 0 & |S_{14}| & 0 \\ 0 & |S_{14}| & 0 & |S_{12}| \\ -|S_{14}| & 0 & |S_{12}| & 0 \end{pmatrix} \quad (6)$$

式 (6) のごとく実行列化することができる。式 (6)
の順序を変更すると

$$\begin{pmatrix} b_2 \\ b_4 \\ b_1 \\ b_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & |S_{12}| & |S_{14}| \\ 0 & 0 & -|S_{14}| & |S_{12}| \\ |S_{12}| & -|S_{14}| & 0 & 0 \\ |S_{14}| & |S_{12}| & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_2 \\ a_4 \\ a_1 \\ a_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & N' \\ N & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_2 \\ a_4 \\ a_1 \\ a_3 \end{pmatrix}$$

$$N' = \begin{pmatrix} |S_{12}| & |S_{14}| \\ -|S_{14}| & |S_{12}| \end{pmatrix} \quad (a, b \text{ はそれぞれ進行} \\ \text{波反射波を示す。})$$

となる。一般にこのような S-行列をもつ回路の各端
子の電圧をそれぞれ v_1, v_2, v_3, v_4 とすると次式を満足し
ている⁽¹⁰⁾。すなわち

$$\begin{pmatrix} v_2 \\ v_4 \end{pmatrix} = [N'] \begin{pmatrix} v_1 \\ v_3 \end{pmatrix}$$

となり、この回路網は図 4 のごとく表わされこれは容
易に図 5 のごとく変換しうる。しかるに図 5 の回路は
線路②③④に各々 2 個の補助線路と理想変圧器を取付
けたものであるから最初に求めた四端子対回路は図
6 (a) となる。

以上は一般的な場合であるが回路が①と③端子に関
して対称形である場合には図 6 (a) における N_2, N_4 は
等しくなりかつ $n=1$ となる。この場合は N_2 を端子
①と③に移行して図 6 (b) のごとくすることが容易に
証明でき、なお、この場合の等価回路網は一点の周波



図 4 図 6 を誘導する過程
の説明図
Fig. 4—Process introducing
Fig. 6.

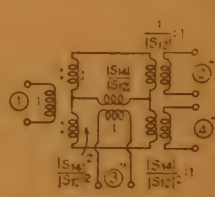


図 5 図 4 の等価回路
Fig. 5—Equivalent circuit
of Fig. 4.

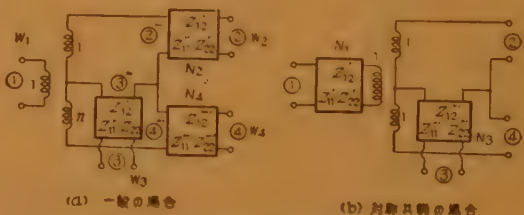


図 6 四端子対回路の等価回路
(方向性結合器となりうる場合)
Fig. 6—Equivalent circuit of 4 terminal pair network
(Directional coupler type).

数のみでなくてあらゆる周波数帯にわたって満足する
ところの四端子回路 N_1, N_2 が実存することが証明で
きる。

3.1.2 方向性結合器に変形し得ない場
合 この場合は三端子対の縦続接続とな
るから⁽¹¹⁾、図 1 (a) を用いることにより図
7 のごとくすることがわかる。

3.2 S 曲線による四端子対回路素子の測定
3.2.1 方向性結合器に変形しうる回路の場合
図 6 (a) の等価回路網の回路素子を S 曲線法の拡張に
より測定することをのべる。これには図 8 に示す四つ

の測定を行なう。
ただし図6(b)の
ように回路が対称
の場合には後述の
ごとく1回の測定
により求まる。

[測定1] (図8
(a) 参照)

図6(a)の端子
②に信号を入れ端子
④に信号が現われ
ないように伝送線
路①③を短絡する。
この場合端子
①③より短絡位置
までの電気長をそ
れぞれ $2\pi D'$, 2π
 S' とすると D' と
 S' とは④に信号が
出ないためには一
方が伸びれば他方
も伸びる関係にあ
る。これは二端子
対の場合の S 曲線
とは丁度傾斜が逆
である S 曲線とな
る。以下これを説
明すると、まず図

6(a)において端子①および③より回路の外側を
見たインピーダンスを Z_1, Z_3 で表わせば $nZ_1 = Z_3$ の関
係がある。故に各四端子網の定数をこれに代入すると

$$-jW_1 \tan 2\pi(-D') \quad \frac{Z_{12}'''}{n}$$

$$= \frac{Z_{23}'''}{n} - \frac{Z_{12}'''}{Z_{11}'''} + jW_3 \tan 2\pi S' \quad (7)$$

$$\text{ただし } D' = \frac{D}{\lambda_{g1}}, \quad S' = \frac{S}{\lambda_{g3}}$$

(λ_{gi} は i 番目の線路における管内波長を示す。)
式(7)をうる。しかるに $Z_{11}Z_{22}Z_{12}$ なる Z 行列要素
をもつ四端子の S 曲線の場合には

$$-jW_1 \tan 2\pi D' = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22} + jW_2 \tan 2\pi S'}$$

$$\text{ただし } D' = \frac{D}{\lambda_{g1}}, \quad S' = \frac{S}{\lambda_{g2}} \quad (8)$$

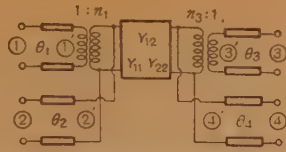
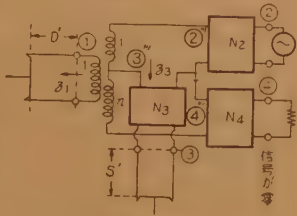
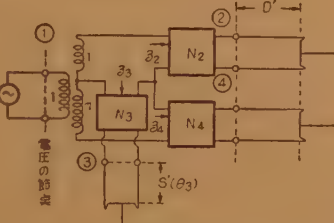


図7 四端子対回路の等価回路
(三端子対回路の縦続の場合)
Fig.7—Equivalent circuit of 4 terminal pair network (Cascade connection of 3 terminal pair network).



(a) 実験1を示す図



(b) 実験4を示す図

図8 方向性結合器形四端子対回路
定数を S 曲線により求める方
法を示す図

Fig.8—Method of S -curve measurement in 4 terminal pair net work of directional coupler type.

の関係があるから、(7)(8)両式の D' の項の符号が反
対であることにより、測定1により得られる D' と S'
は、従来の四端子網のとき得られた S 曲線と傾斜の符
号が逆である S 曲線を画くことが了解できる。しかる
に式(8)において式(9)に示す変数変換を行なえば

$$\tan 2\pi(D' - D_0') = r \tan 2\pi(S' - S_0')$$

の S 曲線方程式が得られ、 S 曲線上にて最大傾斜点を
 D_0', S_0' とすれば、 r はその点の微係数を示す。また
 r は S 曲線のうねりの幅 w' を用いて式(2)により
計算できる。したがって逆に S 曲線上の最大傾斜点
 D_0', S_0' というねりの幅 w' が求まると式(9)の関係式に
て四端子網の Z 行列要素が計算される⁽³⁾。

$$\left. \begin{aligned} r &= -\cot^2 2\pi \left(\frac{1}{8} - \frac{\sqrt{2}w'}{4} \right) \\ \alpha &= \tan 2\pi D_0' \quad \beta = \tan 2\pi S_0' \\ Z_{11} &= -jW_1 \frac{\alpha\beta + r}{\beta - \alpha r} \quad Z_{22} = jW_2 \frac{1 + \alpha\beta r}{\beta - \alpha r} \\ Z_{12}^2 &= Z_{11}Z_{22} - W_1W_2 \frac{\alpha - \beta r}{\beta - \alpha r} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

したがって式(7)と式(8)を比較すれば、直ちに測定
1により得る S 曲線の最大傾斜点 D_{01}', S_{01}' というねりの
幅 w_1' とを用いて式(10)により Z_{22}'''/n , Z_{12}'''/n ,
 Z_{11}''' が求まることがわかる。

$$\left. \begin{aligned} r &= -\cot^2 2\pi \left(\frac{1}{8} - \frac{\sqrt{2}w_1'}{4} \right)^* \\ \alpha &= \tan 2\pi(-D_{01}'), \quad \beta = \tan 2\pi S_{01}' \\ \frac{Z_{22}'''}{n} &= -jW_1 \frac{\alpha\beta + r}{\beta - \alpha r}, \quad Z_{11}''' = jW_3 \frac{1 + \alpha\beta r}{\beta - \alpha r} \\ \frac{Z_{12}'''}{n} &= \frac{Z_{11}'''Z_{22}'''}{n} - W_1W_2 \frac{\alpha - \beta r}{\beta - \alpha r} \\ D_{01}' &= \frac{D_{01}}{\lambda_{g1}}, \quad S_{01}' = \frac{S_{01}}{\lambda_{g3}} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

[測定2]

図6(a)の端子④に信号を入れ端子③に信号が現われ
ないように伝送線路①②を端子①②よりそれぞれ
 $2\pi D'$, $2\pi S'$ の電気長の距離で短絡する。このとき図
6(a)の端子①および②より回路の外を見たインピ
ーダンスを Z_1, Z_2 とすると $Z_1(n+1) = -Z_2$ の関
係がある。故に Z 行列要素をこれに代入すると

*式(10)の r のみは最大傾斜点の微係数の符号を変えたもの
を示している。

$$-jW_1 \tan 2\pi D'$$

$$= \frac{Z_{22}''}{n+1} - \frac{Z_{12}''}{Z_{11}'' + jW_2 \tan 2\pi S'} \quad (11)$$

式(11)をうる。故に式(11)の D' と S' は従来の四端子回路の S 曲線と同じ符号の傾斜をもったものを画く。したがって測定2から求まる S 曲線の最大傾斜点 D_{02}', S_{02}' およびうねりの幅 w_2' を用いて式(12)により $\frac{Z_{22}''}{n+1}, \frac{Z_{12}''}{n+1}, Z_{11}''$ が求まる。

$$\left. \begin{aligned} \gamma &= -\cot^2 2\pi \left(\frac{1}{8} - \frac{\sqrt{2} w_2'}{4} \right) \\ \alpha &= \tan 2\pi D_{02}', \quad \beta = \tan 2\pi S_{02}' \\ \frac{Z_{22}''}{n-1} &= -jW_1 \frac{\alpha\beta + \gamma}{\beta - \alpha\gamma}, \quad Z_{11}'' = jW_2 \frac{1 + \alpha\beta\gamma}{\beta - \alpha\gamma} \\ \frac{Z_{12}''}{n+1} &= \frac{Z_{11}'' Z_{22}''}{n+1} - W_1 W_2 \frac{\alpha - \beta\gamma}{\beta - \alpha\gamma} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

[測定3]

端子②に信号を入れ端子③に信号の現われないように伝送線路④⑤をそれぞれ端子①④より $2\pi D', 2\pi S'$ の距離で短絡する。この場合図6(a)の端子①, ④より回路の外側を見たインピーダンスをそれぞれ $\mathcal{Z}_1, \mathcal{Z}_4$ とすると $-\mathcal{Z}_1 = \frac{\mathcal{Z}_4}{n(n+1)}$ の関係がある。故に Z 行列要素を代入して

$$-jW_1 \tan 2\pi D' = \frac{Z_{22}'''}{n(n+1)} - \frac{Z_{12}'''}{Z_{11}''' + jW_4 \tan 2\pi S'} \quad (13)$$

式(13)をうる。これも四端子回路の S 曲線と同じ符号の傾斜をもつ故、測定3から求まるところの D_{03}', S_{03}', w_3' を用いて式(14)により $\frac{Z_{22}'''}{n(n+1)}, \frac{Z_{12}'''}{n(n+1)}, Z_{11}'''$ が求まる。

$$\left. \begin{aligned} \gamma &= -\cot^2 2\pi \left(\frac{1}{8} - \frac{\sqrt{2} w_3'}{4} \right) \\ \alpha &= \tan 2\pi D_{03}', \quad \beta = \tan 2\pi S_{03}' \\ \frac{Z_{22}'''}{n(n+1)} &= -jW_1 \frac{\alpha\beta + \gamma}{\beta - \alpha\gamma}, \quad Z_{11}''' = jW_4 \frac{1 + \alpha\beta\gamma}{\beta - \alpha\gamma} \\ \frac{Z_{12}'''}{n(n+1)} &= \frac{Z_{11}''' Z_{22}'''}{n(n+1)} - W_1 W_4 \frac{\alpha - \beta\gamma}{\beta - \alpha\gamma} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

[測定4] (図8(b) 参照)

つぎに n が求まれば全て定まる。今 $n=1$ であり、 $N_2 = N_4$ の場合は上記の測定1,2によるかまたは後記の

方法で求まるから取除いて考える。図8(d)に示したごとく、線路④に信号を入れ端子②④より $2\pi D'$ の電気長にて短絡した場合、端子①の点が電圧の節点になるように線路③を短絡する。このとき線路③の短絡板と端子③の電気的距離を $2\pi S'$ とする。この場合図6(a)の②'''④'''③'''より回路の外側を見たインピーダンスをそれぞれに $\mathcal{Z}_2, \mathcal{Z}_4, \mathcal{Z}_3$ とすると $\frac{1}{\mathcal{Z}_2} + \frac{1}{\mathcal{Z}_3} + \frac{1}{\mathcal{Z}_4} = 0$ の共振条件が満足されている。いま D' を変化し S' を測定し $D'-S'$ 曲線を描き。この曲線上において $2\pi D' = \frac{\pi}{2}$ に相当する $2\pi S'$ の値を θ_3 とすると

$$\begin{aligned} \mathcal{Z}_2 &= Z_{22}'' = (n-1)Z_{22m}'' \\ \mathcal{Z}_4 &= Z_{22}''' = (n+1)n \cdot Z_{22m}''' \\ \mathcal{Z}_3 &= Z_{22} - \frac{Z_{12}''}{Z_{11}'' + jW_3 \tan \theta_3} \\ &= n \left(Z_{22m}'' - \frac{Z_{12m}''}{Z_{11}'' - jW_3 \tan \theta_3} \right) = n \mathcal{Z}_{12m} \\ \text{ただし } Z_{22m}'' &= \frac{Z_{22}''}{n-1}, \quad Z_{22m}''' = \frac{Z_{22}'''}{n(n+1)} \\ Z_{22m}'' &= \frac{Z_{22}''}{n}, \quad Z_{12m}'' = \frac{Z_{12}''}{n} \end{aligned} \quad (15)$$

の関係がある。式(15)を共振条件に代入すると

$$n = - \frac{(\mathcal{Z}_{12m} + Z_{22m}''') Z_{22m}''}{(\mathcal{Z}_{12m} + Z_{22m}''') Z_{22m}'''} \quad (16)$$

式(16)をうる。しかるに Z_{22m}'', Z_{22m}''' はそれぞれ測定2, および3にて求まっており、また \mathcal{Z}_{12m} は本測定の θ_3 と測定1の結果を用いて式(15)により求まるから、これらの値を用いて式(16)により n が求まる。

つぎに対称共やく回路の場合には $Z_{ij}'' = Z_{ij}'''$ ($i, j=1, 2$) $n=1$, であるため、測定1により Z_{11}'', Z_{22}'' Z_{11}''' が求まり、測定2により $Z_{11}'', Z_{22}'', Z_{12}''$ が求

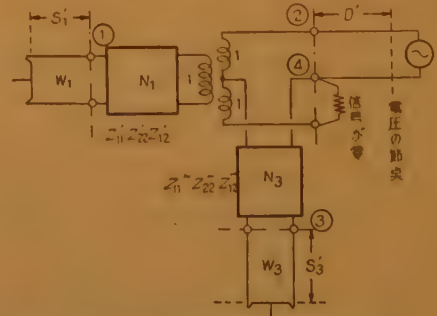


図9 図6(b)の対称共やく回路定数を S 曲線により測定する方法を示す図

Fig. 9—Method of S -curve measurement of symmetrical conjugate network parameters in Fig. 6(b).

まる。したがって 2 個の S 曲線のみで決定されることがわかる。

なお対称共やく回路で図 6 (b) につき求める場合、つぎに述べる 1 回の測定にて簡単に求めることができる。すなわち図 9 に示すように線路②に信号を入れて端子④における出力が零となるように線路①③の短絡板を調整する。短絡板の端子よりの電気長をそれぞれ $2\pi S_1', 2\pi S_3'$ とし、入力線路②における電圧の節点までの電気長を $2\pi D'$ とする。さて S_1' と D' との間には

$$Z_{22}' - \frac{Z_{12}^{'2}}{Z_{11}' + jW_1 \tan 2\pi S_1'} = -j \frac{W_2}{2} \tan 2\pi D' \quad (17)$$

の関係があるから、 S_1' と D' との S 曲線より求まる D_{01}', S_{01}', w_1' により式 (9) にしたがい定数 α, β, τ を求めると

$$\left. \begin{aligned} Z_{11}' &= jW_1 \frac{1 + \alpha\beta\tau}{\beta - \alpha\tau} \\ Z_{22}' &= -j \frac{W_2}{2} \frac{\alpha\beta + \tau}{\beta - \alpha\tau} \\ Z_{12}^{'2} &= Z_{11}' Z_{22}' - \frac{W_1 W_2}{2} \frac{\alpha - \tau\beta}{\beta - \alpha\tau} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

を得て、これにより $Z_{11}', Z_{22}', Z_{12}'$ を求めうる。同様に S_3' と D' との S 曲線より求まる D_{02}', S_{02}', w_2' により式 (9) にしたがい定数 $\alpha\beta\tau$ を求めると

$$\left. \begin{aligned} Z_{11}''' &= jW_3 \frac{1 + \alpha\beta\tau}{\beta - \alpha\tau} \\ Z_{22}''' &= -j \frac{W_2}{2} \frac{\alpha\beta - \tau}{\beta - \alpha\tau} \\ Z_{12}'''^2 &= Z_{11}''' Z_{22}''' - \frac{W_2 W_3}{2} \frac{\alpha - \tau\beta}{\beta - \alpha\tau} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

をうるから式 (19) により、 $Z_{11}''', Z_{22}''', Z_{12}'''$ を求めうる。

以上により、図 6 (b) の等価回路定数が全て決定できる。

3.2.2 方向性結合器に変形し得ない場合 この場合は図 7 のような三端子対回路の継続接続となるからまず $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4$ を求め基準面 ①'②'③'④' を定める。しかる後 $Y_{11}, Y_{22}, Y_{12}, n_3$ を求める。

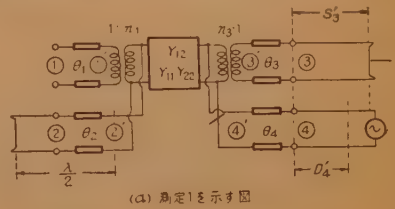
[基準面の測定]

線路②に信号を入れ線路③④いずれにも信号が現われないような線路①における短絡位置が基準面 ①' である。また線路①に信号を入れ③④に信号が現われないような線路②における短絡位置が基準面 ②' である。全

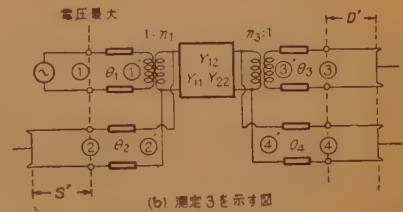
く同様に基準面③'④'も求まる。

[Y_{11}, Y_{22}, Y_{12} の決定] これには 3 回の測定を行なう。

[測定 1] まず図 7 の線路①に信号を入れ、端子③④いずれにも信号がでないように線路②を短絡する。このとき、短絡位置は端子②' から $\lambda/2$ の整数倍のところにある。今線路②をこのままの短絡位置にて短絡し、線路①の信号を取り除き線路④に信号を入れる。



(a) 測定 1 を示す図



(b) 測定 3 を示す図

図 10 図 7 の四端子対回路定数を測定する方法を示す図
Fig. 10—Measurements of 4 terminal network parameters in Fig. 7.

(図 10 (a) 参照) この状態にして線路③を短絡片にて端子③'より $2\pi S'$ の距離にて短絡し、 S' を変化しつつ線路④の電圧の節点を端子④'より測定し、この電気長を $2\pi D'$ とする。この場合回路の共振条件より

$$\frac{1}{jW_4 \tan 2\pi D'} + Y_{22} = -\frac{1}{jn_3^2 W_3 \tan 2\pi S'}$$

の関係式を得る。これと S 曲線の方程式を比較することにより

$$\left. \begin{aligned} n_3 &= \sqrt{\frac{-W_4}{W_3} \frac{r_1 + \frac{1}{r_1} \tan^2 2\pi D_{01}'}{1 + \tan^2 2\pi D_{01}'}} \\ Y_{22} &= j \frac{\left(\frac{1}{r_1} - r_1\right) \tan 2\pi D_{01}'}{r_1 + \frac{1}{r_1} \tan^2 2\pi D_{01}'} \frac{1}{W_4} \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

式 (20) をうる。

すなわち S 曲線の $r_1, (w_1'$ より式 (2) により求まる。) D_{01}' を用い式 (20) により、 n_3 と Y_{22} が求まる。

[測定 2]

同様に③'より $\lambda/2$ の点にて短絡し、($\lambda/2$ を求める方法は測定 1 と同じ方法で求める。) 線路①に信号を

入れ端子②'より $2\pi S'$ の距離にて短絡し、 S' を変化しつつ線路①の節点を①'より測った値を $2\pi D'$ とする。この場合式(20)と同様 n_1, Y_{11} は式(21)により計算できる。

$$\left. \begin{aligned} n_1 &= \sqrt{\frac{-W_1}{W_1} \frac{\tau_2 + \frac{1}{\tau_2} \tan^2 2\pi D_{02}'}{1 + \tan^2 2\pi D_{02}'}} \\ Y_{11} &= j \frac{\left(\frac{1}{\tau_2} - \tau_2\right) \tan 2\pi D_{02}'}{\tau_2 + \frac{1}{\tau_2} \tan^2 2\pi D_{02}'} \frac{1}{W_2} \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

〔測定3〕 図 10 (b) に示すごとく端子 ③'④' より $2\pi D'$ の電気長にて線路③④を短絡し、信号を線路①に入れる。線路①における電圧最大点が丁度基準面④'にくるように線路②を②'より $2\pi S'$ の距離にて短絡する。 D', S' による S 曲線を画きこの曲線上にて $2\pi S' = \frac{\pi}{2}$ に対する $2\pi D'$ を θ_3 とすると容易に式(22)の関係式をうる。

$$Y_{12}^2 = Y_{22} \left(Y_{11} + \frac{1}{jW_2 \tan \theta_3} \right) \quad (22)$$

測定1で得た Y_{11}, Y_{22} を用い式(22)により Y_{12} が求まる。なお対称回路のときは測定2は不用となる。
最後に上記の四端子対の回路定数の測定法をまとめて表にあらわすと表1, 表2のようになる。

4. あとがき

上記のごとく従来の四端子網における S 曲線法を拡張して、純リアクタンス三端子対および四端子対の等価回路素子を求めることができた。特に四端子対の方向性結合器形の場合には本方法によって方向性結合器にした場合の結合度、並びにそれに必要な整合回路が直ちに求められる。筆者は、この方法により同軸ブリッジの分岐部における浮遊定数の測定を行なった。
なお以上のような方法で損失がある場合、あるいはさらに多端子対の場合にも拡張できるものと思う。

表 1 四端子対における回路定数測定法およびその求め方 (方向性結合器に変形しうる場合)

(a) 非対称回路の場合 (図 6 (a) の回路定数)

測定	端 子				測定される値	求まる回路定数	使用する式
	①	②	③	④			
測定 1	D_1'	信号電源	S_1'	信号なし	D_{01}', S_{01}', w_1'	$Z_{11}''', \frac{Z_{22}'''}{n}, \frac{Z_{12}'''}{n}$	(10)
2	D_2'	S_2'	信号なし	信号電源	D_{02}', S_{02}', w_2'	$Z_{11}'', \frac{Z_{22}'''}{n+1}, \frac{Z_{12}'''}{n-1}$	(12)
3	D_3'	信号電源	信号なし	S_3'	D_{03}', S_{03}', w_3'	$Z_{11}''', \frac{Z_{22}'''}{n(n+1)}, \frac{Z_{12}'''}{n(n+1)}$	(14)
4	信号電源 (節点に保つ)	D'	S'	D'	$\left\{ \begin{aligned} 2\pi S' = \theta_3 \\ (2\pi D' = \frac{\pi}{2} \text{ なる点}) \end{aligned} \right.$	"	(15)(16)

(b) 対称回路の場合 (図 6 (b) の回路定数)

測定	端 子				測定される値	求まる回路定数	使用する式
	①	②	③	④			
測定 1	S_1'	信号電源 D'	S_3'	信号なし	D_{01}', S_{01}', w_1'	$Z_{11}', Z_{22}', Z_{12}'^2$	(18)
					D_{02}', S_{02}', w_2'	$Z_{11}''', Z_{22}''', Z_{12}'''^2$	(19)

表 2 方向性結合器に変形し得ない場合 (図 7 の回路定数)

測定	端 子				測定される値	求まる回路定数	使用する式
	①	②	③	④			
測定 1	任意	②'より $\frac{\lambda}{2}$ 短絡	S'	信号電源 D'	D_{01}', w_1'	n_2, Y_{22}	(20)
2	信号電源 D'	S'	③'より $\frac{\lambda}{2}$ 短絡	任意	D_{02}', w_2'	n_1, Y_{11}	(21)
3	信号電源 (節点に保つ)	S'	D'	D'	$\left\{ \begin{aligned} 2\pi D' = \theta_3 \\ (2\pi S' = \frac{\pi}{2} \text{ なる点}) \end{aligned} \right.$	Y_{12}	(22)

ただし 1. ③'④' は線路 2,3 の基準面を示し、これより $\lambda/2$ で短絡する方法は 3.2.2 参照。
2. D_{01}', S_{01}' は S 曲線上の最大傾斜点, w_1' はうねりの幅を示す。(1 番目の測定を示す。)
3. D', S' は端子より短絡片までの距離 D, S を管内波長で割った値を示す。

最後に御指導いただいた当研究所次長野村達治氏、無線研究部島山部長、安田副部長、並びに御協力いただいた TV 送信研究室職員に謝意を表する。

文 献

- (1) A. Weissfloch: "Ein Transformationssatz Über verlustlose Vierpole und seine anwendung auf die experimentelle Untersuchung von Dezimeter- und Zentimeterwellen-Schaltungen", H.F. T.E.A. 60, p 67, (1942).
- (2) N. Marcuwitz: "On the representation and measurement of waveguide discontinuities", I.R.E. 30, p 728, (June 1948).

- (3) N. Marcuwitz: "Wave guide handbook", Rad. Lab. Series. 10, p 117, (1951).
- (4) A. Weissfloch: "Utilisation des pistons de court-circuit pour l'étude des derivations et des coupleurs directifs", Ann. Télécomm. 9, p 81, (March 1954).
- (5) C.D. Montgomery: "Principle of microwave circuits", M.I.T. p 121. (6) p 343.
- (7) V. Belevitch: "Scattering formalism in network design", I.R.E. Trans. on Circuit Theory. 2, p 99, (Jan. 1956).

(昭和 34 年 11 月 11 日受付)

UDC 621.385.032.213.12

酸化物陰極に蒸着された SrO 層中の Ba の拡散*

正 員 中 村 勝 吾

(大阪大学工学部)

要約 BaO 被覆陰極に SrO を適当量 ($10^{-4} \sim 10^{-3}$ cm) だけ蒸着した後、一定の温度に保持すると、陰極は次第に活性化され、(BaSr)O 被覆陰極と同一の仕事関数に達する。この活性化の速度は丁度、蒸着された SrO 層中に BaO 被覆内に含まれる Ba 活性中心が拡散したものと考えて理論的に解析した理論曲線に良く一致し、拡散係数の温度依存性は $D = D_0 \exp(-E/KT)$ で表わされる。

実験結果から、SrO 層中の Ba の活性中心の拡散エネルギーとして、 $E = 0.75$ eV. また D_0 の平均値として 4×10^{-8} (cm²/sec) が得られた。

BaO 被覆中に SrO を蒸着した複合陰極が特に活性度が高くなり、(BaSr)O 被覆陰極と同程度の仕事関数に達する原因について考察すると共に、従来得られている拡散エネルギーとの関係について比較検討した。

1. 序 言

酸化物陰極の活性化、減衰現象あるいは陰極の内部構造を検討する上に酸化物被覆中の活性中心の機能、ならびにその拡散係数を知ることは極めて重要な問題である。

したがって、これに関する報告も従来からかなり多くある。たとえば BaO 単結晶、または (BaSr)O 陰極表面に Ba¹⁴⁰ ラジオアイソトープを含有した Ba を蒸着し、加熱後の Ba¹⁴⁰ の濃度分布を計数管で測定したもの⁽¹⁾⁽²⁾、また放出電流の減衰回復の温度依存性から活性中心の拡散エネルギーを推定する間接的な方法⁽³⁾、⁽⁴⁾⁽⁵⁾、等がある。

これらの実験結果によると、拡散係数は一般に

$$D = D_0 \exp(-E/KT)$$

なる温度依存性をもち、その温度依存性から活性中心の拡散エネルギー (E) を決定している。

しかしこれらの測定値の間にはかなりの差がある。

また実際には拡散エネルギー E のみでなく拡散係数 D の値そのものが要求されている。

一方 (BaSr)O 被覆陰極は使用状態では表面付近に SrO Rich な層が形成されている⁽⁶⁾。すなわち、BaO 被覆に SrO を蒸着した複合陰極と同じエミッション、放出電子の速度分散を示し、陰極表面の近傍は構造的には等価である⁽⁷⁾。しかし、BaO 被覆に SrO を蒸着した直後では陰極の活性度が低く、適当な温度で熱活性をつづけることによって BaO 中の活性中心が SrO 層に拡散し、この複合陰極は活性化される。

しかも活性化の速度に温度依存性がある⁽⁷⁾。この点に着目し、蒸着する SrO の厚みを一定の既知量に定め、活性化の速度を理論的に取扱うことによって活性中心の拡散係数 D 、および拡散エネルギー E を求めることができた⁽⁸⁾。ここではさらに陰極の表面構造とエミッションの関係、等に関してなされた二、三の実験ならびに考察を合わせて記述する。

2. 測定原理

図1のように厚さ $l-H$ の BaO 被覆層に H だけ

*Diffusion of Ba in SrO Layer Deposited on Oxide Coated Cathode. SHOGO NAKAMURA, Member (Faculty of Engineering, Osaka University, Osaka). [論文番号 3203]

SrO を蒸着した後、ある一定の温度に陰極を保持するとき、BaO 層中の Ba

(活性中心) が漸次 SrO 層に

拡散して活性化が進み陰極のエミッションが増大する。このエミッションの時間的变化を測定して SrO 層中の Ba の拡散係数を求めようとするものである。今 (n) を陰極層中の任意の位置 (x) 任意の時間 (t) の Ba の濃度とし、拡散係数を D とすると

$$\frac{\partial n}{\partial t} = D \frac{\partial^2 n}{\partial x^2} \quad (1)$$

なる拡散方程式が成立つ、また境界条件として

$$n(-l, t) = N_0 \quad (2)$$

ただし N_0 : BaO 層中の Ba の濃度。陰極の温度があまり高くなければ蒸発は無視できるから、

$$\left(\frac{\partial n}{\partial x} \right)_{x=0} = 0 \quad (3)$$

また

$$n(x, 0) = f(x) = N_0 \quad -l < x < -H, \\ = 0 \quad -H < x < 0 \quad (4)$$

境界条件を満足する (1) の解を求めると*

$$n = N_0 - \frac{N_0}{\sqrt{\pi}} \int_{-H-x}^{\frac{H-x}{\sqrt{4Dt}}} e^{-z^2} dz + \frac{N_0}{\sqrt{\pi}} \int_{-2l-H-x}^{\frac{-2l-H-x}{\sqrt{4Dt}}} e^{-z^2} dz \\ - \dots \dots \dots \quad (5)$$

この式は error function の和として求められる、今 $l \gg H$ のとき $x=0$ 、にて右辺の第3項以下は無視できるから整理すると

$$\frac{n}{N_0} = \left(\frac{i}{i_0} \right)^{\frac{1}{\beta}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{H}{\sqrt{2Dt}}}^{\infty} e^{-z^2/2} dz \quad (6)$$

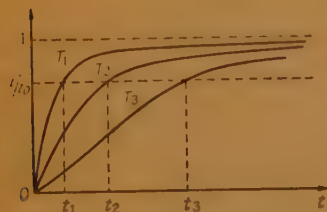


図2 複合陰極の活性化速度の温度依存性 ($T_1 > T_2 > T_3$)
Fig.2—Temperature dependence of activation-rate for composite cathode. ($T_1 > T_2 > T_3$)

(*) Appendix I 参考.



図1 複合蒸着陰極の構成
Fig.1—Structure of composite cathode.

ただし $i_0 \propto N_0^{1/\beta}$ $i \propto n^{1/\beta}$

i_0 は $t \rightarrow \infty$ のときのエミッション

式 (6) の右辺は $D \cdot t$ の積によって一義的に定まるから陰極保持温度を種々変えて (i/i_0) が一定値に達するまでの時間 (t_1, t_2, \dots) を求めると (図2参照)

$$D \cdot t = A \text{ constant}$$

$$\text{また } D = D_0 \exp(-E/kT)$$

$$\therefore \frac{A}{t} = D_0 \exp\left(\frac{-E}{kT}\right)$$

したがって

$$E = \frac{d(\log t)}{d(1/T)} \quad (7)$$

から Ba の拡散の活性化エネルギー (E) が求められる。式 (6) にて $\beta=2$ とおき、(i/i_0) = B 定数に対する $H/\sqrt{2Dt}$ の値を求め、それを θ とすると $H/\sqrt{2Dt} = \theta$, より

$$D = \left(\frac{H}{\theta} \right)^2 \frac{1}{2t} \quad (8)$$

ただし t は (i/i_0) が B (たとえば 0.5 あるいは 0.8) に達するまでの時間で実際に求められるから D が決定できる。

3. 測定方法

試験球は図3のごとく 0.2 mm ϕ の白金線をスパイラルに巻き、これに SrO を 3 mg 被覆し、SrO 蒸発源としてしゃへい円筒の中心におく。

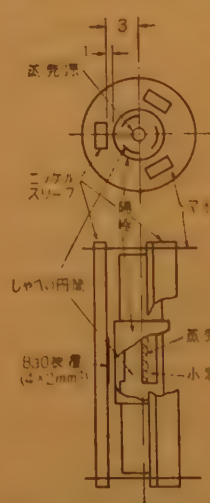


図3 試験球の電極構造
Fig.3—Structure of test tube.

しゃへい円筒には図のごとく等間隔に矩形的の小窓を3か所設け、その外面には中心部のみ BaO を被覆したニッケルスリーブがある。被覆の厚みは 5×10^{-3} cm で面積は 0.08 cm² である。更にしゃへい円筒の外側には同心の陽極がおおってあって滑動することによってしゃへい円筒の小窓の開閉を行なうことができる。

三つの陰極にはそれぞれ W-Ni 熱電対を付して独立に温度が測定できるようにしてある。

被覆酸化物はそれぞれ分解、活性化、ゲッタ・フラッシュ (ゲッタは別のガラス球に掛け細かいガラス管で試験球に連結してある)。

チップオフの後、しゃへい円筒の小窓を閉じたまま蒸発源を蒸着温度に上昇(1450°C)し、2~3分おき、くり返して充分ガス出しを行ない、BaO 陰極が SrO 源のガス発生によって劣化がされないことを確かめてから BaO 陰極を 1100°K、数時間、1000°K にて 10 時間以上枯化してから蒸着を始める。

SrO の蒸着はしゃへい円筒の小窓を開き、1450°C にて 40~60 分間 SrO が蒸発源になるまで行なう。

蒸着された SrO の厚みは 10^{-6} cm である(同一電極形で、Ni 上に SrO を蒸着したときのエミッションの変化、ならびに蒸発量から決定した。)

エミッションの測定はしゃへい円筒の小窓を閉じて、陽極に 600 Volt, 8 μ s, 60 p.r.f. の一定の矩形波パルス電圧を加えて行なった。

4. 実験結果

4.1 拡散エネルギーおよび拡散係数の測定

前節の方法で SrO の蒸着を終った陰極を一定温度に保持し、(i/i_0) の時間的変化をプロットした一例が図4である。図中、実線にて示した曲線は (i/i_0) = 0.5 にて理論曲線を実験値に合わせたもので、式(6)の $p=2$ とした場合のものである。破線で示した曲線は、 $p=1$ として計算された理論曲線である。実験値は $p=2$ として計算された理論曲線によく一致する。

i_0 の値は測定中の保持温度で 10 時間以上保持し、エミッションが充分飽和していることを確かめてから測定したものである。

同一球内にある 3 本の陰極をそれぞれ別の温度に保持し、(i/i_0) = 0.5, (i/i_0) = 0.8 に達するまでの時間(t) の対数を、保持温度(拡散温度)の逆数 ($1/T$) につ

いてプロットしたものが図5である。

異なる試験球についてはプロットの印を変えて区別してある。それぞれの拡散係数 D の値には多少差異

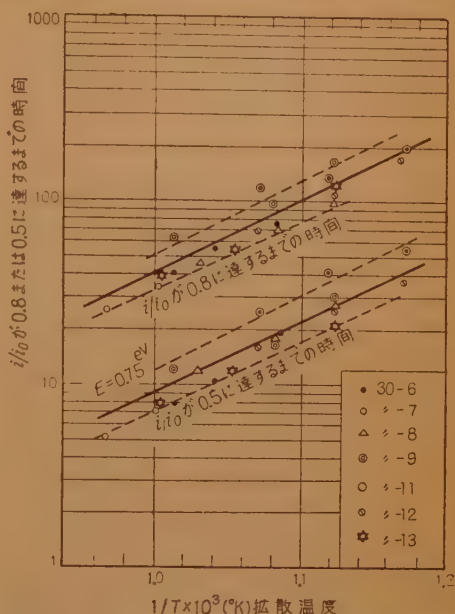


図5 一定の (i/i_0) に達するまでの時間の温度依存性
Fig.5—Temperature dependence of time required for $i/i_0=0.8$ or 0.5.

があるが、図の直線の傾度から式(7)によって求められた。活性中心の拡散エネルギー $E=0.75$ eV. である。

この実験結果から式(6)の $p=2$ とした理論曲線と比較して求めた D_0 の平均値として

$$D_0 = 4 \times 10^{-8} \text{ (cm}^2/\text{sec)}$$

が得られた。

4.2 蒸着複合陰極の仕事函数の変化

実験過程における陰極面の仕事関数を求めるため、充分低い陰極温度でエミッションを測定し、その温度依存性を示したものが図6である。

前記の試験球の 3 本の陰極の内、1 本だけ BaO を裁覆しないでおき、Ni 基体の上に直接 SrO のみを蒸着した。Ni 基体、SrO のみが蒸着された直後の陰極のエミッションは図6の直線(1)である。

充分活性化したものが直線(2)、で仕事関数は $\phi > 1.8$ eV であった。(3)は SrO を蒸着する前の充分活性化された

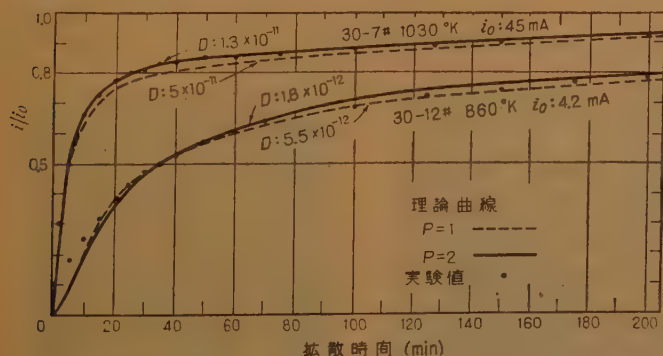


図4 BaO に SrO を蒸着した後、活性化中のエミッションの変化の理論曲線および実験値

Fig.4—Theoretical curves and experimental plots for variation of emission during activation process after deposition of SrO on BaO coating.

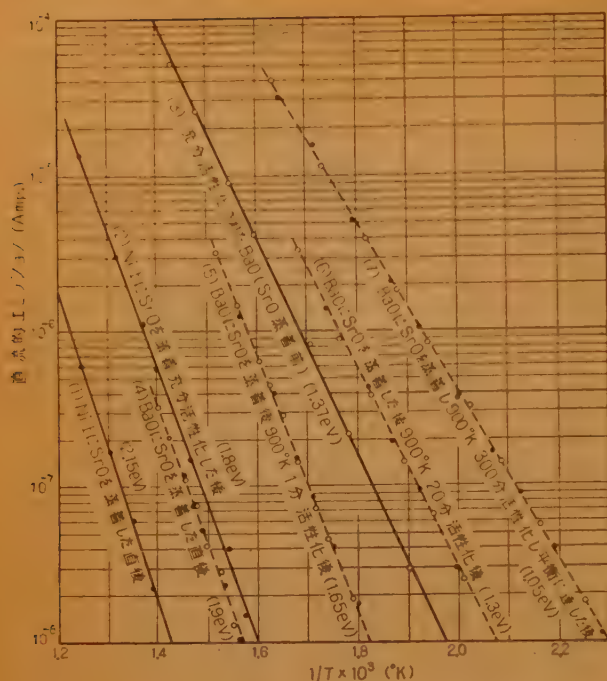


図6 BaO に SrO を蒸着した陰極の活性化中の仕事関数の変化
Fig.6—Variation of work function for composite cathode (deposited SrO on BaO coating) during activation process.

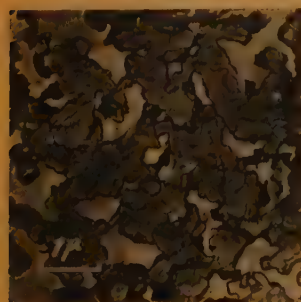
BaO 被覆陰極で $\phi=1.37$ eV.

(4) は (3) の陰極に SrO を蒸着した直後のものである。(5)~(7) は加熱、活性化過程の変化を示す。

蒸着直後は充分低温度 (800~900°K) でもエミッションは BaO 被覆陰極の程度まで急速に回復し、引続きエミッションは理論的拡散曲線に沿って増加し、最終的な状態では $\phi=1.05$ eV に達する。

4.3 SrO を蒸着した陰極の表面構造

図7は SrO 蒸着前の BaO 被覆陰極表面(1), SrO



(1) 充分活性化された BaO 被覆陰極



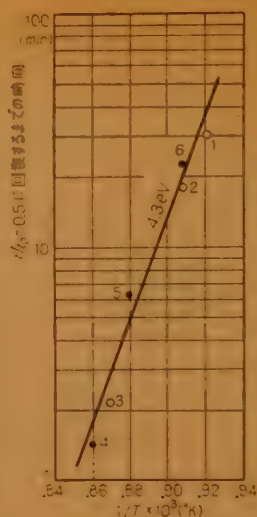
(2) (1) の陰極に SrO を 10^{-5} cm 蒸着した直後



(3) (2) の条件を陰極を 1050°K 60分加熱活性化された表面

図7 種々の条件の陰極表面の電子顕微鏡写真(特別レプリカ法による文献(9)(10)参照)

Fig.7—Electron-micrograph of cathode surface for various condition (by special replica method in reference (9),(10)).



極を一定の温度に保つとエミッションは漸次回復する。このときのエミッションの回復の温度依存性を図5の実験と同様な方法でプロットしたものが図8である。図の縦軸は $(i/i_0)=0.5$ に達するまでの時間を取り、横軸には活性化のための保持温度の逆数をとっている。プロットはほぼ一直線上にあり、それらを連ねた直線の傾度から、陰極のエミッションの回復の活性化エネルギーとして $E'=4.3\text{ eV}$ が得られた。したがって前記の Ba (活性中心) の拡散エネルギー、とは異なっている。図8のプロットに付記した番号は実験の順序を示す。

5. 考察ならびに結言

5.1 拡散エネルギーについて

Ni スリーブ上に SrO を蒸着した後、活性化をつづけても多少のエミッション増加が認められるが、せいぜい SrO 被覆陰極と同程度で仕事関数 $\phi=1.8\sim 2.0\text{ eV}$ 、以上である。一方 SrO 被覆陰極に BaO を蒸着して活性化しても、BaO 単元陰極と同様なエミッションにおちつく^{(7),(11)}。しかるに BaO 被覆陰極に SrO を蒸着した後、高真空中で加熱活性化すると (Ba Sr)O 被覆陰極とエミッションが同程度となる。これらの事実から明らかに蒸着した SrO 層に Ba 活性中心が拡散して来て活性化が起こったと見るべきである。したがって実験結果から得られた $E=0.75\text{ eV}$ は、この Ba 活性中心の SrO 層中の拡散エネルギーと考えられる。

しかも通常の (BaSr)O 陰極の表面は SrO rich な層でおおわれているから、上記の拡散エネルギーは動作中の陰極を論ずる場合、酸化物陰極被覆表面中の Ba 活性中心の拡散エネルギーと考えても差支えない。

もし蒸着した SrO と基体側の BaO の相互の格子拡散によって活性化が起こったものと考えればその活性化エネルギーは小さすぎる。また、われわれの実験における程度の温度 ($850\sim 1030^\circ\text{K}$) では実験中表面構造にも全く変化が起こっていない。

Redington⁽¹⁾ また Bever⁽²⁾ はそれぞれ BaO 単結晶 (BaSr)O、被覆陰極に Ba^{140} ラジオアイソトープを含んだ Ba を蒸着し、高温加熱した後の Ba の濃度分布の変化から、 $T=280^\circ\text{K}$ 以下で $E=0.4\text{ eV}$ 程度の値を得ている。しかし酸化物陰極中の過剰の Ba のすべてのものがエミッションに寄与していないことを Wooten⁽¹²⁾ 達が報告しているから、エミッションを介して実験したわれわれの結果とそのまま比較できない

であろう。

一方 Blewett⁽³⁾、川村⁽⁴⁾、成田⁽⁵⁾ 等はそれぞれ異なった方法で劣化した陰極のエミッションの回復速度の温度依存性からエミッションの回復の活性化エネルギーとして $E=0.7\text{ eV}$ 前後の値を得ている。Blewett、川村の実験の基礎をなしている Ba の内部移動説には種々の批判がある⁽¹³⁾。また成田の結果も微量の酸素ガスで劣化された BaO 陰極のエミッションの回復を内部からの Ba の拡散によって行なわれるものと考えているが、現在では陰極が酸素ガスで劣化されたときには陰極中の酸素欠陥への O^- イオンとして吸蔵されるとの説⁽⁴⁾ が有力である。しかるにわれわれの実験結果で得られた “Ba 活性中心” の拡散エネルギーと比較的良好一致を示すことは奇異である。

われわれの実験で得た拡散エネルギーが Ba 活性中心のいかなる機構による拡散であるかを断定することは現段階では困難である。

5.2 拡散係数の決定について

拡散係数 D を決定する場合、式(6)の $p=2$ とし計算をすすめているが、酸化物陰極被覆に半導体モデルを適用する場合、陰極面の活性度が良ければ問題はないと考えられる。しかし、活性度の悪い状態、または陰極表面が充分活性化され、SrO 膜に Ba が吸着された表面状態を形成する場合、従来の単純なモデルをその

まま適用することに疑点が残る。しかし実験結果は $p=1$

$T^\circ\text{K}$	$D(\text{cm}^2/\text{sec})$
800	7.85×10^{-18}
900	2.5×10^{-12}
1000	7.0×10^{-12}
1100	1.6×10^{-11}
1200	3.0×10^{-11}

の平均値から種々の温度について D の値を計算したものが表1である。

$p=1$ 、とすればこの温度範囲で D の値は約3倍に

なる。

陰極温度 ($^\circ\text{K}$)	$(i/i_0)=0.8$ に回復するまでの時間 (秒)	今陰極から大量のエミッションを取り出し、酸化物層表面の
1000	0.24	
1100	0.09	

電子の平均自由行程以上距離 (たとえば 10^{-6}cm) にわたってドナーの欠乏層ができて減衰したとすれば、そのエミッションが元の 80% に回復するまでの時間を表1の D を用いて計算すると表2の通りとなり極めて短時間に終ることになる。

5.3 (BaSr)O 陰極における SrO の役割

SrO の存在が酸化物結晶の成長阻止に役立っていることはX線的にも実証されている。筆者の電子顕微鏡的研究によってもこのことは明確に認められている。しかも陰極表面の融合阻止にも重要な役割を果たしている⁽¹⁰⁾。

陰極が高真空中 (10^{-7} mmHg以上) で充分活性化されたときにはさらにつぎのような効果がある。すなわち(a) 陰極表面層に SrO 層が存在し、この層が Ba 活性中心によって活性化された状態が最も良好なエミッションを与えている。この活性度の高い層は単に酸素欠陥によって形成された donor の濃度が高くなったことのみでは説明し難い。

最近 Ge の表面の研究⁽¹⁴⁾、触媒の研究⁽¹⁵⁾が進み、特にp形半導体に陰電性原子が吸着された場合表面準位が形成され、半導体の表面のエネルギー・レベルの状態が著しく変形されることは、理論的実験的に実証されている。

n形半導体に陽電性原子が吸着されたときのエネルギー・レベルの変形の程度は余程小さくなるが、もし SrO 過剰な層に多量の Ba 活性中心が吸着され表面準位を形成し得たとすれば表面エネルギー・レベルは図のように

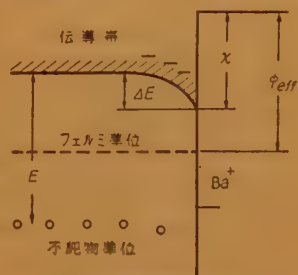


図9 酸化物陰極表面に Ba が吸着され表面準位を形成する場合のエネルギー・レベル予想図

Fig.9—Expected diagram of energy level, when the surface levels are formed with Ba adsorbed on the surface of oxide cathode.

なるはずである。この場合の実効的な仕事関数は

$$\phi_{\text{eff}} = \phi_0 - \Delta E \quad \text{ただし, } \phi_0 = \frac{E}{2} + x,$$

となり仕事関数が減少し熱電子は出易くなるものと考えられる。

(b) SrO 層の他の効果は Ba 活性中心の蒸発阻止に関するものである。すなわち Ni に蒸着された BaO は 1100°K で加熱すれば数時間で蒸発しエミッションは消失する。しかし SrO 被覆に蒸着された BaO は 1300°K の高温で加熱をつづけても Ba は蒸発し難く高い活性度を持続することを認めた⁽⁷⁾。最近補給形陰極にて Ca や Sr が存在すると Ba の蒸発が抑えられ、ながく活性度を保持することが報告されている⁽¹⁶⁾。これらの事実から陰極面の SrO 層がエミッシ

ョンに直接寄与する Ba 活性中心を安定に吸着するのではなかろうか。

この研究の概要はすでに電子放射研究会⁽⁸⁾に報告したもので、その後二、三の実験結果を加え、改めて検討整理したものである。熱心な御討論をいただいた研究会の諸氏に感謝申上げる。

終りに臨み終始御指導、御検討をいただいた本学、菅田栄治教授、並びに助言をいただいた研究室の諸兄に対し深く感謝する。

文 献

- (1) R.W. Redington Phys. Rev. **87**, p 1066, (1952).
- (2) R.S. Bever: J. A. Phys., **24**, p 1008, (1953).
- (3) J.P. Blewett: Phys. Rev., **55**, p 713, (1939).
- (4) 川村, 篠原: マツダ研究時報, **17**, p 453, (昭 17).
- (5) T. Arizumi and S. Narita: J. Phys. Soc. Japan, **8**, p 15, (1951).
- (6) G. Herrmann and S. Wagener: "The oxide coated cathode II", p 224, p 269, (1951), Chapman & Hall.
- (7) 中村: 信学誌 **39**, p 704, (昭 31-08).
- (8) 菅田, 中村: 電子放射研稿 No. 280, (昭 31).
- (9) 広田: 電子顕微鏡学会誌 **6**, p 152, (昭 33).
- (10) 菅田, 中村: 昭 34 連大 864, および関西支部連大 247.
- (11) J. Wood and D.A. Wright: Brit. J. A. Phys., **5**, p 74, (1954).
- (12) L.A. Wooten, G.E. Moore and W.G. Guldner: J. A. Phys., **26**, p 943, (1955).
- (13) 今井: 通研実用化報告 **4**, p 171, (昭 30).
- (14) R.H. Kingston: J. A. Phys., **27**, p 101, (1956).
- (15) S.R. Morrison: "Advances in catalysis VII", 259, (1955). Academic press.
- (16) I. Brodie and R.O. Jenkins: J. Electronics II, **33**, (1956), II, 457, (1957).
- (17) A. Sommerfeld: "Partial, differential equation", p 57, (1949) Academic press.

付 録

式 (1) にて $n = n_1 + n_2$ とおき $n_1 = N_0$ とすると n_2 についてはつぎの拡散方程式および境界条件が与えられ $t=0$ における n_2 の分布は図 10(1) の通りにおきか

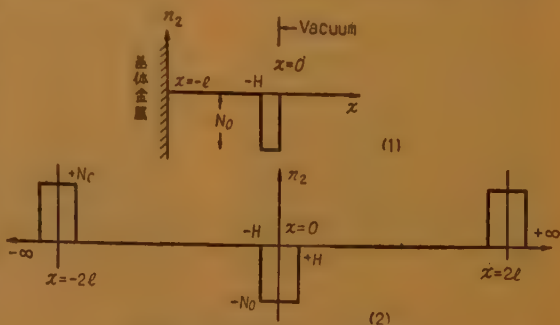


図 10 $t=0$ における n_2 の分布
Fig.10—Distribution of n_2 at $t=0$.

えられる。すなわち

$$\frac{\partial n_2}{\partial t} = D \frac{\partial^2 n_2}{\partial x^2} \quad (1)'$$

$$n_2(-l, t) = 0 \quad (2)'$$

$$\left(\frac{\partial n_2}{\partial t} \right)_{x=0} = 0 \quad (3)'$$

と書き改められる。一般に x の $+\infty \sim -\infty$ にわたり $t=0$ にて

$$n_2(x, 0) = f(x)$$

な分布が与えられたとき任意の時刻における濃度分布は点熱源の手法を用いるとつぎ⁽¹⁷⁾の式で表わされる。

$$n_2(x, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(\xi) U d\xi \quad (4)'$$

$$\text{ただし} \quad U = \frac{1}{\sqrt{4\pi Dt}} e^{-\frac{(x-\xi)^2}{4Dt}}$$

したがって初期条件ならびに式(2)′(3)′を考慮すると $t=0$ における濃度分布は図 10(2) のように書き改められる。すなわち

$$f(x) = \begin{cases} -N_0 & -H < x < +H \text{ etc.} \\ +N_0 & -2l-H < x < -2l+H \text{ etc.} \\ 0 & \text{それ以外の領域} \end{cases} \quad (5)'$$

この初期条件で解を求めると文献⁽¹⁷⁾ p 67 を利用して

$$n_2(x, t) = \frac{-N_0}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{-H-x}{\sqrt{4Dt}}}^{\frac{H-x}{\sqrt{4Dt}}} e^{-z^2} dz + \frac{N_0}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{-2l+H-x}{\sqrt{4Dt}}}^{\frac{-2l-H-x}{\sqrt{4Dt}}} e^{-z^2} dz + \dots \quad (6)'$$

が得られる。

(昭和 34 年 11 月 26 日受付)

UDC 621.395.616 : 534.231.3

コンデンサ・マイクロホンの円環分割形背極の 機械インピーダンス*

正 員 山 本 武 夫

(日本放送協会技術研究所)

要約 本文は、コンデンサ・マイクロホン設計のための 1 資料をうるために、背極を円環形に分割する分割溝の容積が有限であり、それが 1 つの容積コンプライアンスと考えられる場合に、円環分割形背極のピストン振動膜に対する機械インピーダンスを解析し、その等価回路を求めたものである。

本文では、分割溝の機械インピーダンスを等価回路網を終止するインピーダンスとして取扱ひ、等価回路網表示の中の回路素子は分割溝のインピーダンスに関係しないものとなるように表示した。このような表示方法を用いると、多重分割の場合にも、つぎつぎに等価回路網を組み合わせることによって等価回路の表示が簡単に行なわれる。これらの等価回路は指向性コンデンサ・マイクロホンの考察のときにとくに有用である。

1. は し が き

コンデンサ・マイクロホンの感度は両極間の電界強度に比例するから、感度をあげるためには、バイアス電圧を一定とすれば、空げきを狭くしなければならない。しかし空げきを狭くすると、振動膜と背極との間の薄流体層の機械インピーダンスが大きくなり、感度は逆に低下し、振動膜の共振が過制動されて、高音域の下った周波数特性になる。そこで背極を分割して、空げきが狭くても薄流体層の機械インピーダンスが大きくならないようにし、適当な制動をうるのが通例で

ある^{(1),(2),(3)}。

振動膜と円形背極との間の薄流体層の機械インピーダンスについては早坂氏の研究^{(4),(5)}がある。また、円形背極を、容積が大きく、その機械インピーダンスを零とみなせるような分割溝で分割し、限られた分割数で最も有効に薄流体層の機械インピーダンスを低下させる方法については著者が発表している^{(6),(7)}。

本文では、より一般的な場合として、分割溝の容積が有限であり、それが 1 つの容積コンプライアンスと考えられる場合の円環分割円形薄流体層のピストン振動膜に対する機械インピーダンスを解析し、その等価回路を示した。

2. 有限容積の周辺気室をもった円形薄流体層

*The Mechanical Impedance of the Annularly Slotted Back Plate of the Condenser Microphone. By TAKEO YAMAMOTO, Member (Technical Research Laboratories of Japan Broadcasting Corporation, Tokyo). [論文番号 3204]

ここでは、図1に示したように分割溝の容積が有限な場合の、円環2分割円形薄流体層のピストン振動膜に対する機械インピーダンスを考察する。このときは、ピストン振動膜を半径 a のところで2つの部分に分け、おのおの①および②という機械端子と考え、分割溝 U_2 および周辺気室 U_3 の入口を③および④という機械端子と考え、図2(a)および(b)のような2つの薄流体層の組合わせとして考察するのが便利である。

2.1 等価回路網

そこで、まず図2(a)の円形薄流体層について考察する*。

図2(a)の円形薄流体層内の圧力分布を求めるための方程式

図1 円環2分割円形薄流体層
①, ②, ③は等価回路網の端子と考える機械端子

Fig. 1—Circular thin air film with an annular slot.

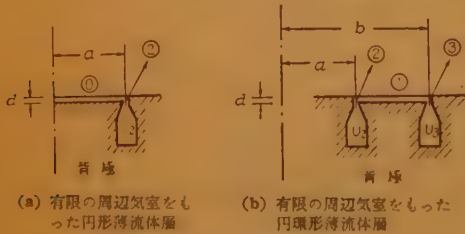


図2 薄流体層の構造

Fig. 2—Structure of thin air film.

は、^{(4),(5)} 薄流体層内の空気等の等価体積弾性率を κ 、粘性係数を μ 、密度を ρ 、圧力を p 、空けきを d とすると、 $\epsilon_0 e^{2t}$ のような変位をするピストン振動膜に対して、

$$\left\{ \begin{aligned} \left\{ p^2 - \frac{\lambda}{\kappa} \Gamma(\beta) \right\} p &= -\frac{\lambda}{d} \Gamma(\beta) \epsilon_0 \\ p^2 &= \frac{d^2}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{d}{dr} \\ \Gamma(\beta) &= \frac{\mu}{d^2} \cdot \frac{\beta^2 \sinh \beta}{2 - 2 \cosh \beta + \beta \sinh \beta} \\ \beta &= \sqrt{\frac{\rho \lambda}{\mu}} d \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

と与えられる。ここで、

$$-\frac{\lambda}{\kappa} \Gamma(\beta) = k^2 \quad ka = \alpha \quad (2)$$

* このような構造の薄流体層については早坂氏の解析結果⁽⁴⁾があるが、これは等価回路表示中の各素子の値が周辺気室のインピーダンスの関数であるような形に表現されてる。

とおくと、式(1)の一般解は A を未定係数として

$$p = A J_0(kr) + \frac{\kappa}{d} \epsilon_0 \quad (3)$$

と求められる。そこで境界条件として、周辺気室内に p_2 のような音圧が発生されているものと仮定すると、

$$p_{r=a} = p_2 \quad (4)$$

の条件となる。式(3)と式(4)から A が求まり、 p は、

$$p = \left(p_2 - \frac{\kappa}{d} \epsilon_0 \right) \frac{J_0(kr)}{J_0(\alpha)} + \frac{\kappa}{d} \epsilon_0 \quad (5)$$

と表わされる。

そこで、端子①および②の力および速度をおのおの F_0, V_0 および F_2, V_2 と書けば、これらの諸量はおの

$$\left. \begin{aligned} F_0 &= \left(p_2 - \frac{\kappa}{d} \epsilon_0 \right) \pi a^2 \frac{2}{\alpha} \frac{J_1(\alpha)}{J_0(\alpha)} + \frac{\kappa}{d} \epsilon_0 \pi a^2 \\ V_0 &= \lambda \epsilon_0 \\ F_2 &= 2 \pi a d p_2 \\ V_2 &= -\frac{1}{\Gamma(\beta)} \left(\frac{dp}{dr} \right)_{r=a} \\ &= -\frac{\lambda}{\kappa k} \left(p_2 - \frac{\kappa}{d} \epsilon_0 \right) \frac{J_1(\alpha)}{J_0(\alpha)} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

と表わされる。これらの式を整理すると、 F_0, F_2, V_0 および V_2 の間の関係が、

$$\left\{ \begin{aligned} F_0 &= \frac{\kappa}{\lambda} \cdot \frac{(\pi a^2)^2}{\pi a^2 d} V_0 - \left(\frac{2d}{a} \right) \cdot \frac{\kappa}{\lambda} \cdot \frac{(\pi a^2)^2}{\pi a^2 d} V_2 \\ F_2 &= \left(\frac{2d}{a} \right) \cdot \frac{\kappa}{\lambda} \cdot \frac{(\pi a^2)^2}{\pi a^2 d} V_0 \\ &\quad - \left(\frac{2d}{a} \right)^2 \left\{ -\frac{\pi a^4 \Gamma(\beta)}{d} \cdot \frac{1}{2\alpha} \frac{J_0(\alpha)}{J_1(\alpha)} \right\} V_2 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

と求まる。したがって回路網理論からこの等価回路は図3のように示され、図中の機械インピーダンス Z_0 および Z_{02} はおの

$$Z_0 = \frac{\kappa}{\lambda} \cdot \frac{(\pi a^2)^2}{\pi a^2 d} \quad (8)$$

および

$$Z_{02} = \frac{\pi a^4 \Gamma(\beta)}{d} \left\{ \frac{1}{\alpha^2} - \frac{1}{2\alpha} \frac{J_0(\alpha)}{J_1(\alpha)} \right\} \quad (9)$$

と示される*。

* 図3の端子2を短絡した場合の端子0 からみた機械インピーダンスはすでに求められている値と一致する⁽⁴⁾。

2.2 機械インピーダンス Z_{02} の展開

ここでは、機械インピーダンス Z_{02} の等価回路を示す。式(9)を、その極 α_i

$$J_1(\alpha_i) = 0 \quad (10)$$

について Mittag Leffler の展開法を用いて展開すると、

$$Z_{02} = \frac{\pi a^4 \Gamma(\beta)}{d} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{\alpha_i^2 - \alpha^2} \quad (11)$$

となる。ここで考察を、実用上しばしば出会う

$$\frac{|\beta|^4}{8400} \ll 1 \quad (12)$$

の条件が満足されるような低周波域に限ると $\Gamma(\beta)$ は⁽⁵⁾

$$\Gamma(\beta) = \frac{12\mu}{d^2} + \lambda \frac{6}{5} \rho \quad (13)$$

と近似されるから、 Z_{02} は

$$\left. \begin{aligned} Z_{02} &= \sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{C_0 + \frac{1}{\lambda M_i + R_i}} \\ C_0 &= \frac{1}{\kappa} \cdot \frac{\pi a^2 d}{(\pi a^2)^2} \\ M_i &= \frac{6\pi\rho}{5\alpha_i^2} \cdot \frac{a^4}{d} \\ R_i &= \frac{12\pi\mu}{\alpha_i^2} \cdot \frac{a^4}{d} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

と表わされる。したがって、等価回路は図4のように示される。



図4 Z_{02} の等価回路
Fig. 4—Equivalent circuit of Z_{02} .

つぎに、 α の小さい場合すなわち、考察する周波数範囲が低い場合の近似式を求める。式(9)をベキ級数に展開すると、

$$Z_{02} = \frac{\pi a^4 \Gamma(\beta)}{d} \left[\frac{1}{8} + \frac{\alpha^2}{192} + \dots \right] \quad (15)$$

となるから、

$$\frac{|\alpha^2|}{24} \ll 1 \quad (16)$$

のときには、その第1項で表わされる。したがって、式(12)の条件と式(16)の条件とがともに満足される場合には、 Z_{02} は

$$Z_{02} = \frac{3\pi\mu}{2} \cdot \frac{a^4}{d^2} + \lambda \frac{3\pi\rho}{20} \cdot \frac{a^4}{d} \quad (17)$$

と表わされる。したがって、 Z_{02} の等価回路は非常に

簡単に1つの質量と1つの抵抗との直列回路で示される。

3. 有限容積の周辺気室をもった円環形薄流体層

ここでは、図2(b)の円環形薄流体層について考察する。

3.1 等価回路網

図2(b)の円環形薄流体層内の圧力分布を求めるための方程式は式(1)と同じに示される。式(1)の一般解は、 B および C を未定係数として、

$$p = BJ_0(kr) + CY_0(kr) + \frac{\kappa}{d} \xi_0 \quad (18)$$

と与えられる。境界条件として、式(4)と同様に、周辺気室内におのおの p_2 および p_3 のような音圧が発生されているものと仮定すると、

$$\left. \begin{aligned} p_{r=a} &= p_2 \\ p_{r=b} &= p_3 \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

となる。式(18)を式(19)に代入し、

$$y = \frac{r}{a}, \quad y_0 = \frac{b}{a} \quad (20)$$

と書けば、未定係数 B および C が、

$$\left. \begin{aligned} B &= \frac{\left(p_2 - \frac{\kappa}{d} \xi_0 \right) Y_0(\alpha y_0) - \left(p_3 - \frac{\kappa}{d} \xi_0 \right) Y_0(\alpha)}{J_0(\alpha) Y_0(\alpha y_0) - J_0(\alpha y_0) Y_0(\alpha)} \\ C &= \frac{\left(p_3 - \frac{\kappa}{d} \xi_0 \right) J_0(\alpha) - \left(p_2 - \frac{\kappa}{d} \xi_0 \right) J_0(\alpha y_0)}{J_0(\alpha) Y_0(\alpha y_0) - J_0(\alpha y_0) Y_0(\alpha)} \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

と求まる。

端子①、②および③の力を F_1, F_2 および F_3 とおき、端子①の速度を V_1 、空気が端子②および③から周辺気室へ流出する速度を V_2 および V_3 とおくと、これらの諸量はおのおの

$$\left. \begin{aligned} F_1 &= \pi a^2 \left\{ \frac{2B}{\alpha} \left\{ y_0 J_1(\alpha y_0) - J_1(\alpha) \right\} \right. \\ &\quad \left. + \frac{2C}{\alpha} \left\{ y_0 Y_1(\alpha y_0) - Y_1(\alpha) \right\} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\kappa}{d} \xi_0 (y_0^2 - 1) \right\} \\ F_2 &= 2\pi a d p_2 \\ F_3 &= 2\pi b d p_3 \\ V_1 &= \lambda \xi_0 \\ V_2 &= \frac{1}{\Gamma'(\beta)} \left(\frac{dp}{dr} \right)_{r=a} = \frac{\lambda}{\kappa k} \left[BJ_1(\alpha) \right. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

$$+CY_1(\alpha) \Big] \\ V_3 = -\frac{1}{\Gamma(\beta)} \left(\frac{dp}{dr} \right)_{r=b} = -\frac{\lambda}{\kappa k} \\ \cdot \left[BJ_1(\alpha y_0) + CY_1(\alpha y_0) \right]$$

と表わされる。そこで、式(21)を使って整理すると、式(22)に示した6つの量の間の関係が

$$F_1 = \frac{\kappa \pi a^2 (y_0^2 - 1)}{\lambda d} V_1 - \frac{\kappa 2 \pi a d}{\lambda d} V_2 - \frac{\kappa 2 \pi b d}{\lambda d} V_3 \\ F_2 = \frac{\kappa 2 \pi a d}{\lambda d} V_1 - \frac{\pi k 2 \pi a d}{\lambda} \\ \cdot \frac{J_1(\alpha y_0) Y_0(\alpha) - J_0(\alpha) Y_1(\alpha y_0)}{J_1(\alpha) Y_1(\alpha y_0) - J_1(\alpha y_0) Y_1(\alpha)} V_2 \\ - \frac{\kappa k 2 \pi a d}{\lambda} \cdot \frac{2}{\pi \alpha} \\ \cdot \frac{1}{J_1(\alpha) Y_1(\alpha y_0) - J_1(\alpha y_0) Y_1(\alpha)} V_3 \\ F_3 = \frac{\kappa 2 \pi b d}{\lambda d} V_1 - \frac{\kappa k 2 \pi b d}{\lambda} \cdot \frac{2}{\pi \alpha y_0} \\ \cdot \frac{1}{J_1(\alpha) Y_1(\alpha y_0) - J_1(\alpha y_0) Y_1(\alpha)} V_2 \\ - \frac{\kappa k 2 \pi b d}{\lambda} \\ \cdot \frac{J_1(\alpha) Y_0(\alpha y_0) - J_0(\alpha y_0) Y_1(\alpha)}{J_1(\alpha) Y_1(\alpha y_0) - J_1(\alpha y_0) Y_1(\alpha)} V_3 \quad (23)$$

と求められる*。ここで、

$$J_1(\alpha) Y_1(\alpha y_0) - J_1(\alpha y_0) Y_1(\alpha) \\ = \frac{2}{\pi} \left[\frac{y_0^2 - 1}{2 y_0} + \alpha^2 \left\{ \frac{y_0 \log_e y_0}{4} - \frac{y_0^4 - 1}{16 y_0} \right\} + \dots \right]$$

であるから、

$$|\alpha^2| \ll \frac{8(y_0^2 - 1)}{4 y_0 \log_e y_0 - (y_0^4 - 1)} \quad (24)$$

の条件**が満足されるときには式(23)は、近似的に

$$F_1 = \frac{\kappa \pi a^2 (y_0^2 - 1)}{\lambda d} V_1 - \frac{\kappa 2 \pi a d}{\lambda d} V_2 \\ - \frac{\kappa 2 \pi b d}{\lambda d} V_3 \\ F_2 = \frac{\kappa 2 \pi a d}{\lambda d} V_1 - \frac{\kappa k 2 \pi a d}{\lambda} \\ \cdot \frac{J_1(\alpha y_0) Y_0(\alpha) - J_0(\alpha) Y_1(\alpha y_0)}{J_1(\alpha) Y_1(\alpha y_0) - J_1(\alpha y_0) Y_1(\alpha)} V_2 \\ \cdot \frac{J_1(\alpha) Y_0(\alpha y_0) - J_0(\alpha y_0) Y_1(\alpha)}{J_1(\alpha) Y_1(\alpha y_0) - J_1(\alpha y_0) Y_1(\alpha)} V_3$$

* 式(23)のいろいろな特別な場合の各端子からみた入力機械インピーダンスは、すでに求められている値と一致する(1), (8)。

** 式(24)の右辺は $y_0=2$ のとき約6.2になるから、この条件は式(16)の条件よりやや実現にくい程度である。

$$\left. \begin{aligned} & - \frac{\kappa k 2 \pi a d}{\lambda} \cdot \frac{2 y_0}{\alpha (y_0^2 - 1)} V_3 \\ F_3 = & \frac{\kappa 2 \pi b d}{\lambda d} V_1 - \frac{\kappa k 2 \pi b d}{\lambda} \cdot \frac{2}{\alpha (y_0^2 - 1)} V_2 \\ & - \frac{\kappa k 2 \pi b d}{\lambda} \\ & \cdot \frac{J_1(\alpha) Y_0(\alpha y_0) - J_0(\alpha y_0) Y_1(\alpha)}{J_1(\alpha) Y_1(\alpha y_0) - J_1(\alpha y_0) Y_1(\alpha)} V_3 \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

となる。式(25)の関係は図5に示す6端子回路網であらわれ、図中の機械インピーダンス Z_1, Z_{12} および Z_{13} はおのこの

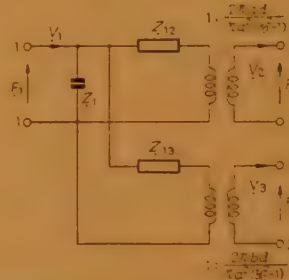


図5 有限容積の周辺気室をもった円環形薄流体層の等価回路

Fig. 5—Equivalent circuit of circular ring thin air film with finite volume side cavity.

$$Z_1 = \frac{\kappa}{\lambda} \cdot \frac{\{ \pi a^2 (y_0^2 - 1) \}^2}{\pi a^2 d (y_0^2 - 1)} \quad (26)$$

$$Z_{12} = \frac{\pi a^4 (y_0^2 - 1)^2 \Gamma(\beta)}{d} \left[\frac{1}{\alpha^2 (y_0^2 - 1)} - \frac{1}{2 \alpha} \cdot \frac{J_1(\alpha y_0) Y_0(\alpha) - J_0(\alpha) Y_1(\alpha y_0)}{J_1(\alpha) Y_1(\alpha y_0) - J_1(\alpha y_0) Y_1(\alpha)} \right] \quad (27)$$

$$Z_{13} = \frac{\pi a^4 (y_0^2 - 1)^2 \Gamma(\beta)}{d} \left[\frac{1}{\alpha^2 (y_0^2 - 1)} - \frac{1}{2 \alpha y_0} \cdot \frac{J_1(\alpha) Y_0(\alpha y_0) - J_0(\alpha y_0) Y_1(\alpha)}{J_1(\alpha) Y_1(\alpha y_0) - J_1(\alpha y_0) Y_1(\alpha)} \right] \quad (28)$$

で与えられる。(付録)

3.2 機械インピーダンス Z_{12}, Z_{13} の展開

ここでは、 Z_{12} および Z_{13} の等価回路を求める。

まず、式(26)の極は、

$$J_1(\alpha) Y_1(\alpha y_0) - J_1(\alpha y_0) Y_1(\alpha) = 0 \quad (29)$$

の根 $\pm \alpha_m$ のみである。図6は式(28)の最初の4つの根を y_0 について示したものである。したがって、 Z_{12} を式(11)と同様に、この極 $\pm \alpha_m$ について Mittag-Leffler の展開法を用いて展開すると、

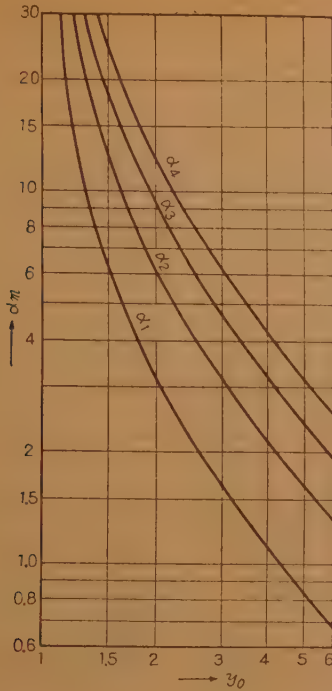


図6 $J_1(\alpha_m)Y_1(\alpha_m y_0) - J_1(\alpha_m y_0)Y_1(\alpha_m) = 0$ の根
Fig. 6—Roots of $J_1(\alpha_m)Y_1(\alpha_m y_0) - J_1(\alpha_m y_0)Y_1(\alpha_m) = 0$.

$$Z_{12} = \frac{\pi a^4 (y_0^2 - 1)^2 \Gamma(\beta)}{d} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2 \alpha_m A_m''}{\alpha_m^2 - \alpha^2} \quad (30)$$

$$A_m'' = \frac{1}{2 \alpha_m} \cdot \frac{J_1^2(\alpha_m y_0)}{J_1^2(\alpha_m) - J_1^2(\alpha_m y_0)}$$

となる。ここで考察を式(12)の条件が満足されるような範囲にかざると、式(13)が使えるから、 Z_{12} は

$$Z_{12} = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{\lambda C_m + \frac{1}{\lambda M_m + R_m}} \quad (31)$$

$$C_m = \frac{d}{\kappa \pi a^2 (y_0^2 - 1)^2} \cdot \frac{1}{2 \alpha_m A_m''}$$

$$M_m = \frac{6}{5} \pi \rho (y_0^2 - 1)^2 \frac{2 A_m''}{\alpha_m} \cdot \frac{a^4}{d}$$

$$R_m = 12 \pi \mu (y_0^2 - 1)^2 \frac{2 A_m''}{\alpha_m} \cdot \frac{a^4}{d^3}$$

と展開表示される。したがって、等価回路は図7のようになる。

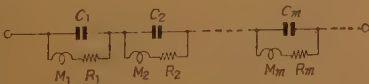


図7 Z_{12} の等価回路
Fig. 7—Equivalent circuit of Z_{12} .

つぎに考察する周波数範囲が低く、 α が小さい場合の近似式を求めると、式(31)の λC_m が省略できて

$$Z_{12} = \lambda \frac{6}{5} \pi \rho (y_0^2 - 1)^2 \frac{a^4}{d} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2 A_m''}{\alpha_m} + 12 \pi \mu (y_0^2 - 1)^2 \frac{a^4}{d^3} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2 A_m''}{\alpha_m} \quad (32)$$

と表わされる。一方、式(27)および式(30)から、

$$\sum_{m=1}^{\infty} \frac{2 A_m''}{\alpha_m} = \frac{1}{8 (y_0^2 - 1)^2} [4 y_0^4 \log_e y_0 - (y_0^2 - 1)(3 y_0^2 - 1)] \quad (33)$$

と求められる。したがって、 Z_{12} は

$$Z_{12} = \lambda \frac{3 \pi \rho}{20} \cdot \frac{a^4}{d} [4 y_0^4 \log_e y_0 - (y_0^2 - 1)(3 y_0^2 - 1)] + \frac{3 \pi \mu}{2} \cdot \frac{a^4}{d^3} [4 y_0^4 \log_e y_0 - (y_0^2 - 1)(3 y_0^2 - 1)] \quad (34)$$

と簡略化され、等価回路は1つの質量と1つの抵抗との直列回路で示される。

Z_{13} についても Z_{12} とまったく同様に展開表示できるから、結果だけを列記する。まず、式(30)に対応して、

$$Z_{13} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\lambda C_n + \frac{1}{\lambda M_n + R_n}} \quad (35)$$

$$C_n = \frac{d}{\kappa \pi a^2 (y_0^2 - 1)^2} \cdot \frac{1}{2 \alpha_n A_n''}$$

$$M_n = \frac{6}{5} \pi \rho (y_0^2 - 1)^2 \frac{2 A_n''}{\alpha_n} \cdot \frac{a^4}{d}$$

$$R_n = 12 \pi \mu (y_0^2 - 1)^2 \frac{2 A_n''}{\alpha_n} \cdot \frac{a^4}{d^3}$$

$$A_n'' = \frac{1}{2 \alpha_n y_0^2} \cdot \frac{J_1^2(\alpha_n)}{J_1^2(\alpha_n) - J_1^2(\alpha_n y_0)}$$

$$J_1(\alpha_n)Y_1(\alpha_n y_0) - J_1(\alpha_n y_0)Y_1(\alpha_n) = 0$$

と示され、このときの等価回路は図7と同様に表わされる。つぎに、式(34)に対応して

$$Z_{13} = \lambda \frac{3 \pi \rho}{20} \cdot \frac{a^4}{d} [4 \log_e y_0 + (y_0^2 - 1)(y_0^2 - 3)] + \frac{3 \pi \mu}{2} \cdot \frac{a^4}{d^3} [4 \log_e y_0 + (y_0^2 - 1)(y_0^2 - 3)] \quad (36)$$

と求められる。

4. 円環2分割円形薄流体層の等価回路網

ここでは、前2節で解析した円形および円環形薄流体層の等価回路を組合わせて、図1に示したように分割溝および周辺気室の容積が有限な場合の円環2分割

円形薄流体層の等価回路網を求める。

まず、図1に示した円環2分割円形薄流体層で、内側の円形薄流体層の等価回路は図3で、また外側の円形薄流体層の等価回路は図5で示される。そこで、端子②および①を一緒にしてピストン振動膜と考えるためには、力として

$$F = F_0 + F_1 \quad (37)$$

を、速度として

$$V = V_0 = V_1 \quad (38)$$

をとらなければならない。したがって、等価回路の端子0および1を直列につなげばよい。また、2組の端子2は並列になって機械インピーダンス

$$Z_2 = \frac{\kappa}{\lambda} \cdot \frac{(2\pi ad)^2}{U_2} \quad (39)$$

に、端子3は

$$Z_3 = \frac{\kappa}{\lambda} \cdot \frac{(2\pi bd)^2}{U_3} \quad (40)$$

につながるから、円環2分割円形薄流体層の等価回路は図8のように示される。この図の Z_{02} , Z_{12} および Z_{13} の値は、 α が小さい低音域では、分割しない半径 b の円形薄流体層の機械インピーダンス

$$Z_b = \lambda \frac{3\pi\rho}{20} \cdot \frac{b^4}{d} + \frac{3\pi\mu}{2} \cdot \frac{b^4}{d^3} \quad (41)$$

と比較すると、式(17), (34), および(36)から、分割比 a/b について図9のように変化する。円環3分割

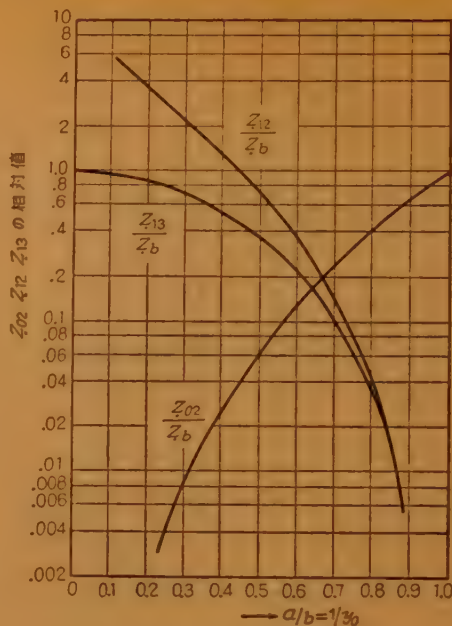


図9 Z_{02} , Z_{12} , Z_{13} の相対値
Fig. 9—Comparative value of Z_{02} , Z_{12} , Z_{13} .

の場合の等価回路網も図8と同様な等価回路を順次に組合せることによって求められる。これらの等価回路は単一指向性コンデンサ・マイクロホンの考察のときに有用である*。

5. む す び

以上本文ではコンデンサ・マイクロホンの背極を分割する円環溝の容積が有限であり、その機械インピーダンスが1つの容積コンプライアンスと考えられる場合に、円環2分割円形薄流体層のピストン振動膜に対する機械インピーダンスの等価回路網表示を求めた。

本文では、分割溝の機械インピーダンスを等価回路網を終止するインピーダンスとして取扱ひ、等価回路網表示の中の回路素子は分割溝のインピーダンスに関係しないものとなるように展開表示した。このような表示方法を用いると、多重分割の場合にも、つぎつぎに等価回路網を組合せることによって等価回路網の表示が簡単に行なわれる。

これらの等価回路網の応用例については、指向性コンデンサ・マイクロホンの設計法に関連して、おって報告する。

おわりに、種々御指導をたまわった富田音響研究部長ならびに内容を検討していただいた中島副部長に感謝の意を表わす。

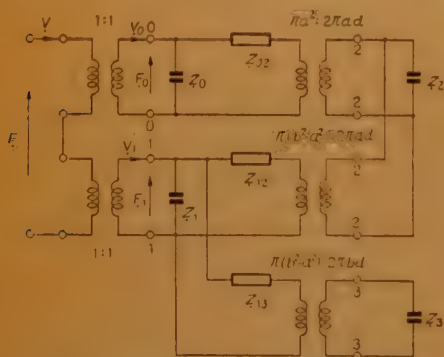


図8 円環2分割円形薄流体層の等価回路
Fig. 8—Equivalent circuit of circular thin air film with an annular slot.

* 単一指向性コンデンサ・マイクロホンでは、構造上もうける分割溝の容積はあまり大きくできない。また、周辺気室はうしろの音響端子につながるが、このとき薄流体層の等価回路を図8のように表現しておけば等価回路網が容易に求められる。

文 獻

- (1) I.B. Crandal: "The air-damped vibrating system: Theoretical calibration of the condenser transmitter", Phys. Rev. 11, p 449 (June 1918).
- (2) 小林: "電気音響学", p 108, 共立出版 (昭 25-02).
- (3) 富田, 中島: "無指向性静電型マイクロホンの研究", NHK技術研究 13, p 17, (昭28-09).
- (4) 早坂: "薄流体層の呈する制動作用に関する理論的研究", 電気試験所研究報告 467, p 15, (昭 18-4).
- (5) 早坂: "音響振動論", p 267, コロナ社 (昭 23-12).
- (6) 山本: "コンデンサ・マイクロホンの背極の分割法", NHK 技術研究 10, 6, p 330, (昭 33-11).
- (7) 山本: "コンデンサ・マイクロホンの背極の分割法 (続報)", NHK 技術研究 11, 5, p 291, (昭34-09).
- (8) 大川: "音響機器の機械音響振動系設計", 研究実用化報告, 別冊 1, p 105, (昭 29-12).

付 録

式 (25) で示された関係は図 3 の等価四端子回路網と同様な回路網の組合わせで、6 端子網の形に表わされることが想像される。そこで、つぎの 3 つの場合にどんな四端子網の等価回路で表わされるかを調べる。

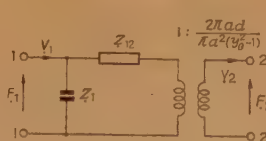
- (1) 端子③閉止の場合 $V_3=0$

これは図 2 (b) の $U_3=0$ の場合で、式 (25) の関係は図付, 1(a)の等価四端子回路網で表現され、図中の Z_1 および Z_{12} はおのおの式 (26) および式 (27) で与えられる。

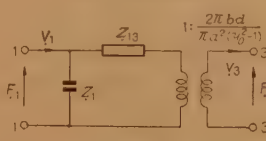
- (2) 端子②閉止の場合 $V_2=0$

(1)と同様に,このときの等価四端子回路網は図付1(b)のように示され,図中の Z_{12} は式(28)で与えられる.

- (3) 端子①閉止の場合 $V_1 = 0$



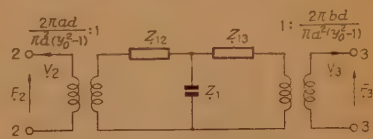
(a) $V_3=0$ の場合



(b) $V_2=0$ の場合

図付1 薄流体層の等価回路
Appendix 1—Equivalent circuit
of thin air film

このときは、両側に容積 U_2 および U_3 の周辺気室をもった円環形薄げきになる。したがって、式 (25) の関係は図付 2 の等価四端子回路網で表わされ、図中の Z_1, Z_2 および Z_3 は、(1) および (2) と同様に、おのおの式 (26), (27) および式 (28) で与えられる。

図付2 $V_s=0$ のときの薄げきの等価回路

Appendix 2—Equivalent circuit of slit when $V_1=0$.

そこで図付 1, 図付 2 を組合わせると, 式 (25) の関係は図 5 のような等価回路網で示されることが推測される。この回路網に Kirchhoff の法則を適用して F_1, F_2, F_3, V_1, V_2 および V_3 の間の関係を求めると式 (25) がえられるから, 図 5 が式 (25) で表わされた円環形薄流体層の等価 6 端子回路網である。

(昭和 34 年 10 月 6 日受付, 35 年 1 月 16 日再受付)

UDC 621.373.421.13 : 534.133

正方形薄板状水晶振動子の輪廓振動*

志 篤 桶 員 正

(目立製作所)

要約 本文は X 軸に平行な板面を有する正方形薄板状の水晶振動子の輪廓振動につき述べてある。4 種類の切削角をもって切り出された水晶板について、縦波とすべり波との結合による水晶板の固有振動の周波数定数を測定し、Bechmann の与えた周波数方程式の検討を行なった。なお、これら振動の高次振動の周波数定数をも測定し、検討した。Bechmann の式は縦波とすべり波との結合が比較的小さいときには、極めて良く実験と一致することが確かめられた。

1. 序 言

水晶振動子は共振子あるいは発振子として電子工学

* Contour Vibrations of Square Thin Quartz Plates.
By ATSUSHI TACHIBANA, Member. (Hitachi,
Ltd. Yokohama). [論文番号 3205]

に広く用いられている。輪郭振動を利用した薄板矩形形状の振動子は、最も初期の頃から用いられてきているが、振動の状態について不明の点が少ない。特に二つの辺の比が1に近くなると、いくつかの種類の振動が強く影響をおよぼし合うため、きわめて複雑な状況を生じてくる。

正方形薄板状振動子については古くから研究がなされており、順次振動の様子が解明されて来ている。まず A. Lissütin⁽¹⁾, V. Petrzilka⁽²⁾ は板面が水晶の主軸に垂直な振動子を取り上げ、3種類の縦振動が存在することを見出し、つぎに S.C. Hight と G.W. Willard⁽³⁾ の両人は輪郭すべり振動(face shear vibration)をするいわゆる CT カットおよび DT カット板を見出した。その後 R. Bechmann^{(4),(5)} は種々の切断方向を有する振動子について周波数定数を測定し、理論的検討を行なった。この実験で Bechmann は2つの縦波と1つのすべり波による振動を確認している。一方 H. Ekstein⁽⁶⁾ は Petrzilka の研究を基礎として3つの縦波と1つのすべり波の結合波の周波数方程式を導き、Bechmann はこの Ekstein の式に補正を行なって改良式を与えた^{(7),(8)}。本論文は広く利用されている X 軸に平行な板面を有する正方形薄板状振動子について実験を行ない、切断角と周波数定数の関係を求め、上記周波数方程式を検討したものである。

2. 振 動 子

水晶の結晶軸に対し図1に示すように、板面が X 軸に平行で、しかもこれに立てた垂線が Z 軸と θ の角をなし、一辺が X 軸に対し φ だけ傾いて切り出された正方形薄板状の水晶を $Y_{\theta,\varphi}$ カット板と呼ぶことにすると、実験に用いた水晶板はつぎの4種類である。

- (i) $Y_{0,0^\circ}$ カット板
 - (ii) $Y_{38^\circ,\varphi}$ カット板
 - (iii) $Y_{90^\circ,\varphi}$ カット板
 - (iv) $Y_{128^\circ,\varphi}$ カット板
- } φ は $10^\circ, 20^\circ, 30^\circ, 40^\circ, 45^\circ$

形状は厚さ 1.20 mm、一辺が 20.0 mm の正方形薄板状のものである。

水晶においては X 軸が digonal axis, Z 軸が trigonal axis であるから、 $Y_{0,0^\circ}$ カット板では θ は 0°

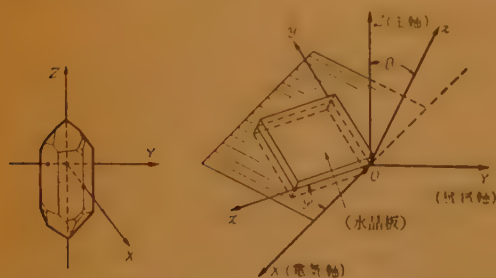


図1 水晶板
Fig. 1—Quartz plate.

から 180° まで変化させればよく、また $Y_{\theta,\varphi}$ カット板 ($\theta=38^\circ, 90^\circ, 128^\circ$) では φ を 0° から 45° 変化させれば十分である。このことは弾性係数に関する変換式 (7) および式 (8) から明らかである。

3. 周波数方程式

正方形薄板の板面に垂直な方向を z 軸に正方形の一辺を x 軸に、それに直角な他の一辺を y 軸にとるとき (図1), 正方形薄板の輪郭振動の固有振動を与える周波数方程式として Bechmann は次式を導いた⁽⁶⁾。

$$\begin{vmatrix} H_{11}-\tau & H_{12} & H_{13} & H_{14} \\ H_{21} & H_{22}-\tau & H_{23} & H_{24} \\ H_{31} & H_{32} & H_{33}-\tau & H_{34} \\ H_{41} & H_{42} & H_{43} & H_{44}-\tau \end{vmatrix} = 0 \quad (1)$$

ただし $H_{ij}=H_{ji}$ (i および j は 1, 2, 3, 4 の値をとる)。

$$H_{11}=0, H_{12}=\alpha_2 \frac{\sqrt{2}}{\pi} (\tau_{11}-\tau_{22}),$$

$$H_{14}=\alpha_4 A (\tau_{14}-\tau_{24})$$

$$H_{22}=\frac{\alpha_2 \alpha_1}{2} \left(1 - \frac{8}{\pi^2}\right)^{1/2} (\tau_{11}-\tau_{22}),$$

$$H_{24}=\alpha_2 \alpha_4 B (\tau_{14}-\tau_{24})$$

$$H_{31}=\alpha_3 \alpha_4 C (\tau_{14}+\tau_{24}),$$

$$H_{13}=\frac{1}{2} (\tau_{11}-\tau_{22}-2\tau_{12}), H_{23}=\frac{\alpha_2^2}{2} (\tau_{11}-\tau_{22})$$

$$H_{33}=\frac{\alpha_2^2}{2} \left(\tau_{11}+\tau_{22}+\frac{16}{\pi^2} \tau_{12} \right),$$

$$H_{44}=2\alpha_4^2 \alpha_2^2 \tau_{44}$$

である。また τ_{ij} は、弾性係数を s_{ij} で表わすと、次式から求まるものである。

$$\left. \begin{aligned} \tau_{11} &= \frac{s_{22}s_{44}-s_{24}^2}{D}, \quad \tau_{12} = \frac{s_{16}s_{26}-s_{12}s_{44}}{D} \\ \tau_{22} &= \frac{s_{11}s_{44}-s_{14}^2}{D}, \quad \tau_{14} = \frac{s_{12}s_{26}-s_{16}s_{22}}{D} \\ \tau_{33} &= \frac{s_{11}s_{22}-s_{12}^2}{D}, \quad \tau_{24} = \frac{s_{12}s_{16}-s_{26}s_{11}}{D} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$\text{ここで } D = s_{11}s_{22}s_{44} - (s_{11}s_{26}^2 + s_{22}s_{16}^2 + s_{44}s_{12}^2) + 2s_{12}s_{16}s_{26}$$

である。

A, B, C, α_2 は定数

$$\left. \begin{aligned} A &= -0.896, B = 0.0537, \\ C &= -0.830, \alpha_2 = 0.913 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$\alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ は後述するような補正係数である。

式(1)は τ についての四次式であり、この根を τ_i ($i=1, 2, 3, 4$) とすると、周波数定数 $f_i l$ は

$$f_i l = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\tau_i}{\rho}} \quad (4)$$

$$(i=1, 2, 3, 4)$$

で与えられる。ここで正方形薄板の密度を ρ 、一辺の長さを l 、その固有振動数を f_i とした。

α_2 は、式(1)の第2行第2列目の要素が純粋に分離される場合について実験と比較して求められている⁽⁷⁾。すなわち

$$\alpha_2 = 1 / \left[1 + \frac{1}{2} (\tau^2 + \tau') \right]$$

$$\tau = \left[\tau_{12}^2 + \frac{1}{2} (\tau_{16}^2 + \tau_{26}^2) \right]^{1/2} / \sqrt{\tau_{11} \tau_{22}} \quad (5)$$

α_3 は Mähly の等方体についての変分法による計算結果⁽⁹⁾を拡張し、ポアソン比 σ に対する補正係数として、図2の実線のような曲線となる⁽⁸⁾。

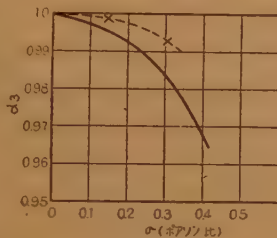


図2 補正係数 α_3

Fig. 2—Correction factor α_3 .

α_4 に対しては、やはり Mähly と Trösch の等方体についての計算結果⁽¹⁰⁾から

$$\alpha_4 = 1 - 0.05015 \sqrt{\frac{2\tau_{66}}{\tau_{11} + \tau_{22}}} \quad (6)$$

となる⁽⁸⁾。

式(1)は3個の縦波と1個のすべり波の結合波による固有振動数を与えるもので、同式のはじめの3行3列からなる部分は縦波相互間の結合関係を示し、第4行第4列目の要素はすべり波のみ、残りの要素は縦波とすべり波の結合関係を示している。

4. 弾性係数

それぞれの水晶板に対する弾性係数 s_{ij} は、座標軸(X, Y, Z)に関する値 s_{ij}^0 から次式により計算される⁽¹¹⁾。

(i) $Y_{\theta, 0^\circ}$ カット板に対して

$$s_{11} = s_{11}^0$$

$$s_{22} = s_{11}^0 \cos^4 \theta + s_{33}^0 \sin^4 \theta$$

$$+ \frac{1}{4} (2s_{13}^0 + s_{44}^0) \sin^2 2\theta$$

$$+ s_{14}^0 \sin 2\theta \cdot \cos^2 \theta$$

$$s_{12} = s_{12}^0 \cos^2 \theta + s_{13}^0 \sin^2 \theta - \frac{1}{2} s_{14}^0 \sin 2\theta$$

$$s_{66} = s_{66}^0 \cos^2 \theta + s_{44}^0 \sin^2 \theta - 2s_{14}^0 \sin 2\theta$$

$$s_{16} = s_{26} = 0$$

(7)

(ii) $Y_{\theta, \varphi}$ カット板に対して

$$s_{11} = s_{11}^* \cos^4 \varphi + s_{22}^* \sin^4 \varphi$$

$$+ \frac{1}{4} (2s_{12}^* + s_{66}^*) \sin^2 2\varphi$$

$$s_{22} = s_{11}^* \sin^4 \varphi + s_{22}^* \cos^4 \varphi$$

$$+ \frac{1}{4} (2s_{12}^* + s_{66}^*) \sin^2 2\varphi$$

$$s_{12} = \frac{1}{4} (s_{11}^* + s_{22}^* - s_{66}^* - 2s_{12}^*)$$

$$\cdot \sin^2 2\varphi + s_{12}^*$$

$$s_{66} = (s_{11}^* + s_{22}^* - s_{66}^* - 2s_{12}^*)$$

$$\cdot \sin^2 2\varphi + s_{66}^*$$

$$s_{16} = s_{11}^* \sin 2\varphi \cdot \cos^2 \varphi - s_{22}^* \sin 2\varphi \cdot \sin^2 \varphi$$

$$- \frac{1}{4} (2s_{12}^* + s_{66}^*) \sin 4\varphi$$

$$s_{26} = s_{11}^* \sin 2\varphi \cdot \sin^2 \varphi - s_{22}^* \sin 2\varphi \cdot \cos^2 \varphi$$

$$+ \frac{1}{4} (2s_{12}^* + s_{66}^*) \sin 4\varphi$$

(8)

ただし、 s_{ij}^* は $\varphi=0$ のときの、すなわち $Y_{\theta, 0^\circ}$ カット板に対する s_{ij} の値を表す。

本論文では弾性係数 s_{ij}^0 の値として Bechmann の

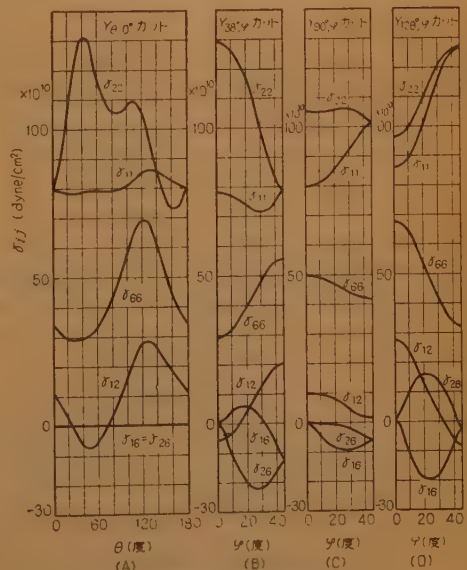


図3 τ_{ij} の計算値

Fig. 3—Calculated values of τ_{ij} .

与えたつぎの値⁽⁷⁾を使用した。

$$\begin{array}{ll} s_{11}^0 = 12.77 \times 10^{-13} \text{ cm}^2/\text{dyne} & \\ s_{44}^0 = 20.00 & \text{"} \\ s_{33}^0 = 9.60 & \text{"} \\ s_{66}^0 = 29.13 & \text{"} \\ s_{12}^0 = -1.79 & \text{"} \\ s_{14}^0 = -4.48 & \text{"} \\ s_{13}^0 = -1.22 & \text{"} \end{array}$$

上記の値を用いて求めた r_{ij} の値を図3 (A), (B), (C), (D) に示した。

5. 圧電励振について

水晶板を励振させるのに圧電効果を利用するわけであるが、式(1)を与える縦波とすべり波による振動を励振させるにはどのような励振方法をとればよいだろうか。

水晶振動子に加えられる電場の x, y および z 成分をそれぞれ E_x, E_y および E_z 、圧電率を d_{ij} 、ひずみ成分を x_x, y_y, x_y で表わすと電場とひずみの間にはつぎの関係がある。

$$\left. \begin{array}{l} x_x = d_{11}E_x + d_{21}E_y + d_{31}E_z \\ y_y = d_{12}E_x + d_{22}E_y + d_{32}E_z \\ x_y = d_{16}E_x + d_{26}E_y + d_{36}E_z \end{array} \right\} \quad (9)$$

圧電率 d_{ij} は座標軸 (X, Y, Z) に関する値から計算できるが⁽¹²⁾、特に $Y_{0,0^\circ}$ カット板に対しては

$$d_{16} = d_{21} = d_{22} = d_{31} = d_{32} = 0$$

となるので、式(9)は

$$\left. \begin{array}{l} x_x = d_{11}E_x \\ y_y = d_{12}E_x \\ x_y = d_{26}E_y + d_{36}E_z \end{array} \right\} \quad (10)$$

となる。したがって x_x および y_y を励振させるには E_x を、 x_y には E_y あるいは E_z を必要とする。 E_x および E_y



Fig. 4—Configuration of electrodes.

は水晶板面に平行な電場であるから図4 (A) に示すような電極を用い⁽⁹⁾、 E_x に対しては同図(B) のような電極を用いればよい。

6. 実験結果および検討

固有振動数は図5に示すような周知の回路を用いて

測定した。



Fig. 5—Measurement circuits.

6.1V 0.0° カット板⁽¹³⁾

実験結果を図6に×印で示した。この場合図3から分るように、 $r_{16} = r_{26} = 0$

であるから縦波とすべり波の結合はなくなり、縦波同

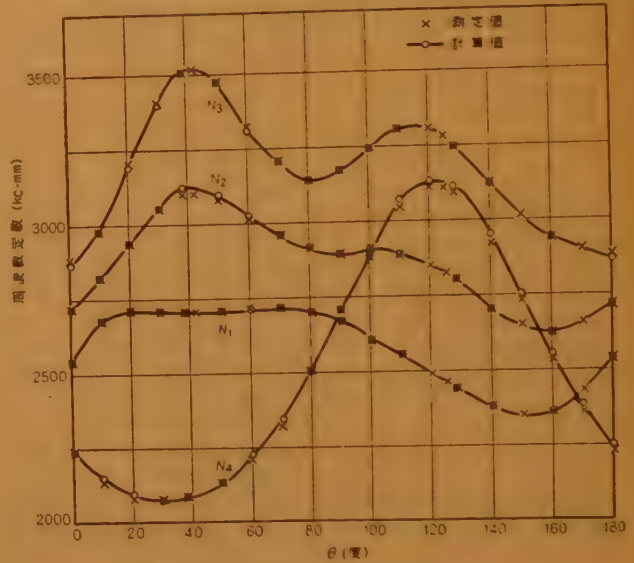


Fig. 6—Frequency constants in a $Y_{0,0^\circ}$ cut quartz plate.

志の結合とすべり波とに分離される。 N_1, N_2 および N_3 が縦波の周波数定数で、 N_4 がすべり波に相当している。同図で N_1, N_2 および N_4 はすでに Bechmann が測定しており⁽⁹⁾、かれのものと全く一致する。

N_2 が新しく見出されたもので、 N_1 および N_3 とともにそれぞれ Ekstein の理論的に与えた3つの縦波のうちの1つに対応している。すなわち、 $r_{11} = r_{22}$ のとき (Z カット板あるいは $Y_{135,0^\circ}$ カット板) には、 N_1, N_2 および N_3 はそれぞれ Ekstein の理論の与える $\frac{1}{2}\sqrt{\frac{r_{11}-r_{13}}{\rho}}$ 、 $\frac{1}{2}\sqrt{\frac{r_{11}}{\rho}}$ および $\frac{1}{2}\sqrt{\frac{r_{11}+(8/\pi^2)r_{13}}{\rho}}$ なる解に相当し、かれの論文⁽⁹⁾中の図1、図2および図3に示されたような振動姿態を呈する。 $r_{11} \neq r_{22}$ となるとこれらの振動姿態が結合し合ったものとなる。

ここで Bechmann の与えた補正係数を検討してみる。 θ が 0° と約 138° のとき $r_{11} = r_{22}$ となるから、式(1)は対角要素のみとなり、各補正係数 α_i を単独

表 1 周波数定数と補正係数の計算値と測定値との比較

カット 振動 様式		周波数定数 (kc-mm)		補 正 係 数		
		測 定 値	計 算 値	α	測 定 値	Bechmann の 値
$Y_{90,0}$	N_1	2,544	2,544	α_1	1.00	1.00
	N_2	2,723	2,716	α_2	0.9930	0.9900
	N_3	2,894	2,882	α_3	0.9996	0.9955
	N_4	2,234	2,246	α_4	0.9607	0.9670
$Y_{160,0}$	N_1	2,380	2,391	α_1	0.9960	1.00
	N_2	2,709	2,705	α_2	0.9530	0.9520
	N_3	3,126	3,109	α_3	0.9936	0.9840
	N_4	2,924	2,953	α_4	0.9495	0.9577

に実験値と比較することができる。

表 1 に θ が 0° と 140° のときの周波数定数の測定値と、Bechmann の値を用いたときの計算値および測定値から求めた補正係数 α_i の値をのせてある。ただし α_1 は式 (1) の H_{11} の補正係数を意味する。 θ が 140° のときには $r_{11}=85.6 \times 10^{10}$ dyne/cm², $r_{22}=84.9 \times 10^{10}$ dyne/cm² でわずかに異なるが、補正係数の値の検討には差支えない程度である。 $(r_{11}$ が r_{22} に等しくないために非対角要素が残るが、この非対角要素による式 (1) の根 r_i への影響は付録の方法から容易に分るように N_1 に対しては 0.0036%, N_2 に対しては 0.0013%, N_3 に対しては 0.0032% 程度である。)

この表から分る通り、補正係数はほとんど 1% 以内の誤差で良く一致している。しかし α_3 は実測値より低めであり、 α_4 は高めである。図 2 に実測より求めた α_i の値を \times 印で示した。また α_4 に対して $Y_{140,0}$

および $Y_{0,0}$ カット板のとき実測値より式 (6) の $\sqrt{2r_{66}/(r_{11}+r_{22})}$ の係数を計算してみると両者とも 0.060 となる。これらの誤差はわずかなものであり、計算の基礎となる s_{ij}^0 の値は先に述べた値を用いているから Bechmann の補正係数の良否を決めることはできないが、この s_{ij}^0 の値を用いているかぎり α_3 および α_4 をさらに補正してやれば近似度はよくなると思われる。それで図 2 の点線を α_3 の補正值とし、 α_4 に対しては式 (6) の $\sqrt{2r_{66}/(r_{11}+r_{22})}$ の係数を 0.060 としたものをを用いて式 (1) を解き、式 (4) から周波数定数を計算した結果を図 6 に示してある。実測とはきわめて良く一致した。なお α_3 の補正曲線については尾上⁽¹⁴⁾ が最少二乗法近似を用いて計算しているが、その結果は図 2 の点線に近い。

6.2 $Y_{90,\varphi}$ カット板

図 7 (A) に測定値ならびに計算値を示した。 α_3 および α_4 は 6.1 で求めた値を用いた。一致の程度はきわめて良好である。

6.3 $Y_{38,\varphi}$ カット板, および $Y_{128,\varphi}$ カット板

図 7 (B), (C) に測定値および計算値を示した。この中 N_1, N_3 および N_4 はすでに Bechmann により測定されており、かれの値と一致している。同図の中の鎖線は N_1, N_3 および N_4 に対する Bechmann の計算値⁽⁵⁾ である。かれの計算値に比して実測値との一致はより良くなっている。しかし N_2 に対しては $Y_{38,\varphi}$, $Y_{128,\varphi}$

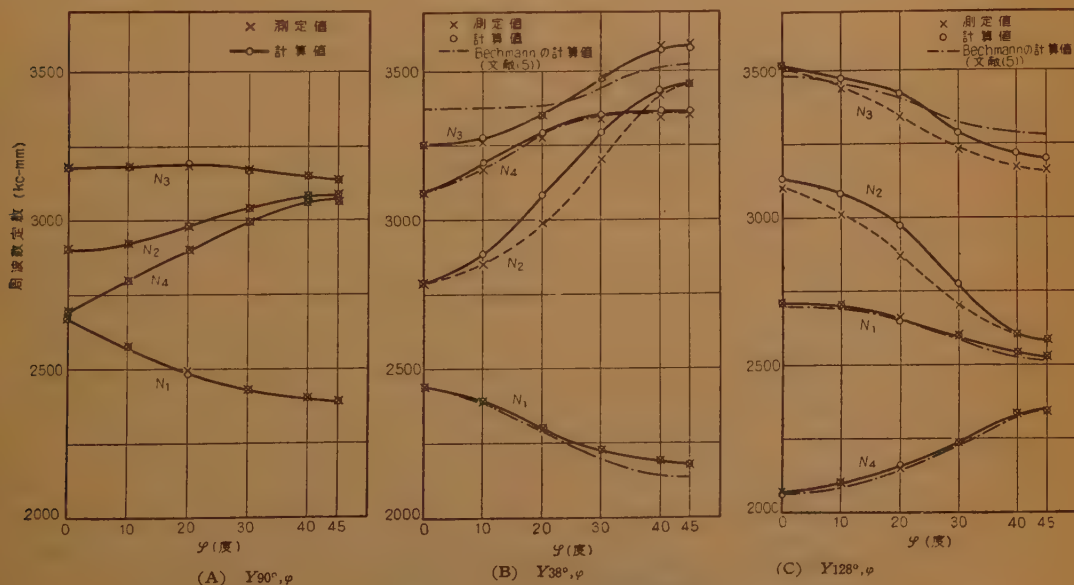


図 7 $Y_{\theta, \varphi}$ カット板の周波数定数

Fig. 7—Frequency constants in a $Y_{\theta, \varphi}$ cut quartz plate.

両者共計算と実測との差は φ の $20^\circ \sim 30^\circ$ の付近で大きくなっている。この理由はいまだ明らかではないが、つぎのように考えられる。式(1)の周波数方程式の非対角要素は対角要素に比して小さい量であることから、付録に示すように大体まず対角要素によってその周波数定数は定まり、ついで非対角要素を通して各振動状態間の結合が行なわれる。 N_2 は第2行第2列目の要素に主としてよるもので、ついで非対角要素の第2行第3列および第2行第4列目の要素によって変化をうける。この非対角要素のうち第2行第4列目の要素の角度 φ に対する変化状況は N_2 の周波数定数の計算値と実測値の差の φ に対する状況とよく一致しており、この要素の値が大きくなると偏差も大きくなっていることから、すべり振動と縦振動との結合が大きい所では式(1)は近似度が悪くなることを意味しているのではないと思う。 $Y_{90^\circ, \varphi}$ カット板ではこの結合はきわめて小さくなるので、式(1)は良く実験と一致したのだと考えられる。また Bechmann 自身も EDT 結晶の Y カット板について実験した結果、式(1)が N_2 に関して実測との差が r_2 の値にして $+8.75\%$ であったことを報告している⁽⁴⁾。

6.4 $Y_{\theta, 0^\circ}$ カット板の高次振動

図8に $Y_{\theta, 0^\circ}$ カット板の縦波の高次振動の測定結果を示した。

式(1)の縦波の部分を高次振動の場合に拡張しよう。第零次近似関数として式(1)を導いたときの3つの縦波の高次振動を用いると、容易に次式を得る。

$$\begin{vmatrix} H_{11}' - \gamma & H_{12}' & H_{13}' \\ H_{21}' - \gamma & H_{22}' - \gamma & H_{23}' \\ H_{31}' & H_{32}' & H_{33}' - \gamma \end{vmatrix} = 0 \quad (11)$$

ただし $H_{ij}' = H_{ji}'$, $H_{12}' = 0$

$$H_{11}' = \alpha_1 \frac{\sqrt{2}}{\pi} (n_1^2 r_{11} - n_2^2 r_{22}),$$

$$H_{21}' = -\frac{\alpha_2 \alpha_1}{2} \left(1 - \frac{8}{\pi^2}\right)^{1/2} (n_1^2 r_{11} - n_2^2 r_{22})$$

$$H_{11}' = \frac{1}{2} [n_1^2 r_{11} + n_2^2 r_{22} - 2 n_1 n_2 r_{12} + (n_1 - n_2)^2 r_{66}]$$

$$H_{22}' = -\frac{\alpha_2^2}{2} (n_1^2 r_{11} + n_2^2 r_{22})$$

$$H_{33}' = \frac{\alpha_3^2}{2} \left(n_1^2 r_{11} + n_2^2 r_{22} + \frac{16}{\pi^2} n_1 n_2 r_{12} \right)$$

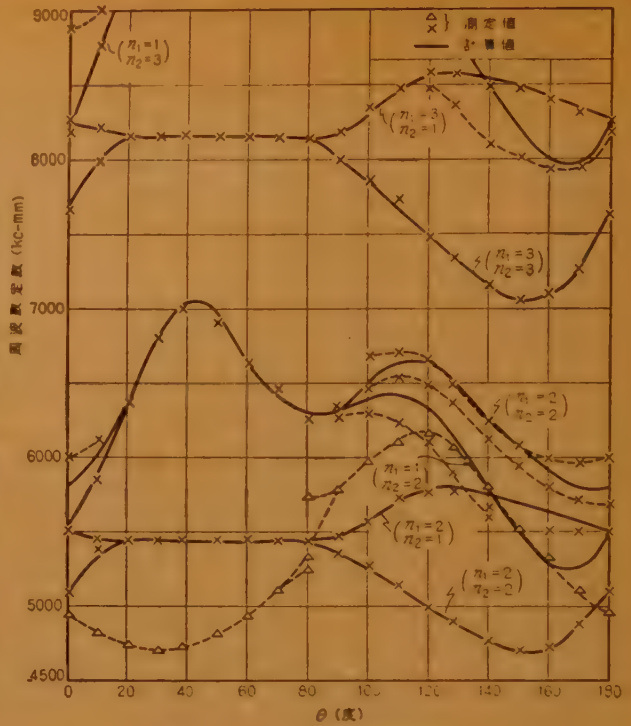


図8 $Y_{\theta, \varphi}$ カット板の周波数定数
Fig. 8—Frequency constants in a $Y_{\theta, \varphi}$ cut quartz plate.

ただし n_1, n_2 は振動の次数で $1, 2, 3, \dots$ なる正整数値をとる。

式(11)は γ についての3次式で、この根を式(4)に入れて周波数定数は求める。

上式からの計算値を図8に実線で示した。 $(n_1 = n_2 = 2)$, $(n_1 = 2, n_2 = 1)$ および $(n_1 = n_2 = 3)$, $(n_1 = 3, n_2 = 1)$ のときにはかなり良く実験値と一致した。同図 Δ 印は輪郭すべり振動の第2高次振動である。なお高次振動については Petrzilka が $Y_{\theta, 0^\circ}$ カット板、いわゆる π カット板の場合を研究した⁽⁵⁾。すなわち $(n_1 = 2, n_2 = 1)$ のとき 5496 kc-mm , $(n_1 = 1, n_2 = 2)$ のとき 5620 kc-mm , $(n_1 = 3, n_2 = 1)$ のとき 8269 kc-mm , $(n_1 = 1, n_2 = 3)$ のとき 8365 kc-mm なる周波数定数をそれぞれ得ており、また、石松子を用いて振動状態を観察している。

7. 結 言

以上 $Y_{\theta, \varphi}$ カット板の縦波とすべり波の結合による振動の周波数定数を測定し、Bechmann の導いた周波数方程式の検討を行なった。まず $Y_{\theta, 0^\circ}$ および $Y_{90^\circ, \varphi}$ カット板については約1%の偏差で実験と一致した。

なお α_0 および α_1 についてわずかな補正を加えるとさらに良く実験値に一致させることができた、 $Y_{128^\circ, \varphi}$ カット板および $Y_{38^\circ, \varphi}$ カット板の場合には N_2 に対して偏差が大きくなった。これはすべり振動と縦振動の結合が影響しているように思える。さらに、 $Y_{0,0^\circ}$ カット板の縦波の高次振動に対する周波数方程式を与え実験値と比較した。高次振動に対してはきわめて複雑で、いまだ解明されていないものが多い。

おわりに、本研究に際し御激励御指導いただいた東京大学古賀逸策教授、横浜国立大学飯島健一教授に御礼申し上げると共に御指導いただいている当社西山研究課長に感謝の意を表する。

付 録

式 (1) の周波数方程式で非対角要素が対角要素に比して充分小さく、また $H_{ii} \approx H_{jj}$ ($i \approx j$) なる場合には式 (1) の根 r_i は

$$r_i \approx H_{ii} + \sum_{j \neq i} \frac{H_{ij}^2}{H_{ii} - H_{jj}}$$

となる⁽¹⁵⁾。ただし上式の右辺第 2 項の和は $i \approx j$ のときを除いた j についての和をとる。したがって、たとえば N_2 に対しては

$$r_2 \approx H_{22} + \frac{H_{23}^2}{H_{22} - H_{33}} + \frac{H_{24}^2}{H_{22} - H_{44}}$$

となる。

文 献

- (1) A. Lissütin: "Die Schwingungen der Quarz-lammelle", Z. physik, **59**, p 265, (1930).
- (2) V. Petrzilka: "Längsschwingungen von rechteckigen Quarzplatten", Z. physik, **97**, p 436, (1935).
- (3) S.C. Hight and G.W. Willard: "A simplified circuit for frequency substandards employing a new-type of low-frequency zero-temperature coefficient quartz crystal", I.R.E., **25**, p 549, (1937).
- (4) R. Bechmann: "Elastische Schwingungen eines anisotropen Körpers von der Form eines rechtwinkligen Parallelepipeds", Z. physik, **117**, p 180, (192).
- (5) R. Bechmann: "Längsschwingungen quadrati-

scher Quarzplatten", Z. physik, **118**, p 515, (1942).

- (6) H. Ekstein: "Free vibrations of anisotropic bodies", Phys. Rev., **66**, p 108, (1944).
 - (7) R. Bechmann: "Contour modes of square plates excited piezoelectrically and determination of elastic and piezoelectric coefficients", Proc. Phys. Soc. B, **64**, p 323, (1951).
 - (8) R. Bechmann: "An improved frequency equation for contour modes of square plates of anisotropic material", Proc. Phys. Soc. B, **65**, p 368, (1952).
 - (9) H. Mähly: "Eigenschwingungen dünner quadratischer Kristallplatten", Helv. Phys. Acta, **18**, p 248, (1945).
 - (10) H. Mähly and A. Tösch: "Scherungsschwingungen quadratischer Platten", Helv. Phys. Acta, **20**, p 253, (1947).
 - (11) W.G. Cady: "Piezoelectricity", McGraw-Hill Book Co., p 77, (1946).
 - (12) " " p 212, (1946).
 - (13) 橘 篤志: 昭 33 連大, 769.
 - (14) 尾上守夫: 昭 30 連大, 231.
 - (15) J.C. Slater: "Quantum theory of matter", McGraw-Hill Book Co., p 458, (1951)
- (昭和 34 年 12 月 1 日受付, 35 年 2 月 1 日再受付)

採 録 決 定 論 文

4 月編集会分 [] 内の数字は寄稿月日

- 天野利通: 自動交換機の保守理論に関する研究 [34.10.8]
 斎藤正男: 定入力形可変等化器の可能な形について [34.9.19, 35.1.30]
 岡島 徹: 受信機初段の雑音指数の新測定法 [34.12.10]
 末松安晴: 直交電磁界形電子ビームのサイクロトロン共振特性 [34.10.1, 35.1.7]
 中原恒雄: シャーペイを有する O 形薄膜誘電体線路 [34.12.30, 35.3.25]
 藤村安志: 逆根軌跡法によるトランジスタ帰還増幅器の設計 [34.6.30, 35.3.25]
 嵩 忠雄, 尾崎 弘: 線形周期的可変回路について [34.7.3, 35.12.8]
 中山 高: ランジュバン形トランスジェーサの温度特性 [34.2.24]
 並木美喜雄: 山田氏の論文「帯域内特性のフーリエ近似における一方法」における停留値問題について [34.10.1]
 山田茂春: 並木氏の質問に対する回答 [35.3.2]

ニュース

◆1980 年 IEC の会議日程決まる

第 25 回 IEC (国際電気標準会議) 総会は本年 10 月 31 日より 11 月 12 日まで、インドのニューデリーにおいて開催される。なお、この期間に弱電関係では TC 12 ラジオ通信、SC 12-1 無線機測定、SC 12-2 安全、SC 12-7 無線機耐候試験、SC 39/40 電子管ソケット、TC 40 電子機器部品、SC 40-1 コンデンサおよび抵抗器、SC 40-3 水晶、SC 40-4 コネクタおよびスイッチ、SC 40-5 基本的試験方法などの技術委員会が開催される。また、これとは別に TC 29 電気音響およびこれに関連する SC および WG が 4 月 4 日より 9 日までイタリアのラバロで、SC 39-2 半導体が 6 月 8 日より 14 日までロンドンで、SC 39-1 電子管が 6 月 15 日より 17 日までロンドンで開催される。当学会より関係会員の出席が要望されている。

◆1980 年度の国際医用電子会議はロンドンで

IEE の主催による第 3 回国際医用電子会議は本年 7 月 21 日より 27 日までの間ロンドンにおいて開催され、また、この会議と同時に同地において医用電子装置展示会が開かれることになった。電子機械工業会ではわが国から国際会議へ提出する論文の選択、並びに展示会に対する出品方法の決定等の業務を行なうため、医用電子機器技術委員会(委員長、東芝岩井喜典氏)の下部組織として、医用電子国際会議小委員会(主査、東大工学部阪本捷男教授)を昨年末結成、関係官庁、大学、病院並びに各医用電子製造メーカーからの委員によって検討を行ってきた。その結果提出論文としては「日本における循環器用電子機器」他 3 編の論文を選定し会議で発表することに決定した。展示会に対しては上記委員会がまとめ役となり、参加希望の 10 社が共同で医用電子装置のパンフレットおよび紹介写真を作り、その中 4 社からは装置の現物も出品して参加することになった。わが国メーカーの国際医用電子装置展示会への参加は昨年のバリにおける展示会について 2 度目であるが、現物を出品するのは本年が初めてである。参加メーカーと展示予定品はつぎの通りである。

パンフレットおよび写真の出品は三栄測器 (13 チャンネル脳波計および脳波分析装置他 3 点)、日本無線 (超音波診断装置)、日本光電工業 (13 チャンネル脳波計他 3 点) 平和電子研究所 (低周波治療器)、福田エレクトロ (トランジスタ心電計他 2 点)、日本電気 (赤外線瞳孔検査器)、東芝 (8 チャンネル脳波計他 1 点)、フクダ医療電機 (トランジスタ心電計)、千葉電機 (マルチチャンネル心電計)、三栄製作所 (超音波血流量計他 1 点) であり、現物の出品は日本光電工業、福田エレクトロ、東芝各社の心電計並びに日本電気の赤外線瞳孔検査器である。

◆東南アジア方面へ電気通信使節団派遣

アジア通信協力会(会長、梶井剛氏)では、このほど東南アジア諸国との技術協力促進のため、電気通信使節団を派遣することになり、調査団の構成および日程を決定した。

この使節団は団長、太田耕造氏(亜細亜大学々長)、副団長、網島 毅(郵政省電波技術審議会委員)のもとに、小野恒造(昭和電線電機)、木野二郎(藤倉電線)、田中信高(日本電気)、伊藤周造(東京芝浦)、折笠寛(沖電気)、牧野康夫(電電公社バンコック海外駐在事務所長)の諸氏で構成され、3 月 28 日に日本を出発し、インド(3 月 29 日～4 月 10 日)、セイロン(4 月 11 日～4 月 15 日)、パキスタン(4 月 16 日～4 月 23 日)、ビルマ(4 月 24 日～5 月 30 日)を訪問して 5 月 1 日に帰国の予定である。

◆奄美大島—沖縄間伝ばん試験開始さる

本土と沖縄を結ぶ広帯域無線回線を建設するため、電電公社では琉球電信電話公社と協同でこの 3 月 10 日より奄美—沖縄間の伝ばん試験を開始した。候補ルートは図示のごとく奄美側は古仁屋の近くの油井岳 (483 m)、沖縄側は名護東方の



多野山 (390 m) で伝ばん路の途中に徳島の井之川岳 (645 m) が介在する山岳の回折効果を利用するものである。試験周波数は、265.3 Mc と 970 Mc で、奄美側に VHF 3 kW (CW)、UHF 5 kW (パルスビーク) 送信機を置き沖縄側で、受信する。この試験では

① 両候補地が徳島の互いに背後にあって回折利得が十分あるか確認する。② 伝ばんひずみを測定し、回線容量を確認する。③ 伝ばん損失、フェージングを測定し、送信出力・空中線利得等を決定する。④ スペースダイバシティ効果を調べて置局や方式を決めることが目的で、試験期間は約 75 日間の予定である。

◆見通し外伝ばんによる TV 伝送試験

2 月 6 日より 3 月 1 日まで九州宮崎と四国足摺岬間約 180 km の海上見通し外伝ばん路で、周波数 920 Mc と 1920 Mc の 2 種の電波を使用し、TV および多重電話 (120 チャンネル) の伝送試験が行なわれた。送信側は写真にみられるように直径 10 m のパラボラを共用し(半値幅は 920 Mc で 2.3°, 1920 Mc で 1.2°) 出力は 920 Mc は 1 kW、1920 Mc は 500 W で送信し、受信側は 5 m×5 m のパラボラを共用し(半値幅は 920 Mc で 3.8° 1920 Mc で 1.94°)、920 Mc は特にマイクロ波のパラメトリック増幅器を付加し雑音指数を 5 dB に下げている。送受信アンテナビームの交叉角は約 15 ミリラジアである。



上記のような試験回線では伝ばん路の有効帯域性(振幅特性、遅延特性)パルス伝送特性、映像周波数特性、TV 映像伝送試験等が行なわれ、電話伝送に対しては雑音負荷試験、二信号わい率特性等が行なわれた。TV 伝送の映像周波数特性は 920

Mc では約 2 Mc は余り変動はなかったが、それ以上の周波数帯は余り変動が見られた。また 1920 Mc では約 4 Mc 位までは余り変動がなく、それ以上の周波数帯で変動が見られた。TV 映像伝送は 920 Mc で解像度約 250 本が見られ、35 年度予定されている鹿児島—奄美大島間の見通し外回線の

TV 伝送に対し明るい見通しが得られた。また電話伝送に対しては FM 波の高感度受信方式（本誌 34 年 8 月号記載の周波数変調波高感度受信方式）の伝はんひずみに対する試験が行なわれた。

◆核融合実験装置を試作

東芝鶴見研究所では科学技術庁原子力局の委託研究費によってトーラス形核融合実験装置を完成し、実験を開始している。この装置は磁場によるプラズマの閉じ込めを研究する目的のものでプラズマを作るエンドレスの放電管、放電管の軸方向に磁場を作るコイル、並びにプラズマを加熱するための変圧装置からなっているが、放電管並びに閉じ込め用磁場は特別な設計のもとに製作されている。すなわち単純に放電管を曲げてドーナツ状にしこの外部にコイルを巻いただけでは、磁場は必ず不均一になってプラズマの平衡状態が実現せず閉じ込めが不可能になるので、この装置では 2 種類の曲率および磁場の強さを持った部分を多数組合わせる方法をとっている。そのため写真にみられるように複雑な形状になっている。放電管は内径 7 cm のテレックスガラス管で全周 13.2 m、装置の平均直径 4 m に達する。プラズマを閉じ込める軸方向の磁場は外部のコイルによって作られるが、35,000 kVA の短絡発電機を使用し 25 kA の電流で 25 K ガウスの磁場が発生する設計になっている。この磁場中に閉じ込める重水素プラズマは放電管にそったリンク状の放電によって作られこの電流で加熱される。いわゆるオーミックヒーティングの方式を採用している。これは鉄心（重量 13 トン）を置いて放電管をくぐらせ、鉄心の一次巻線にコンデンサから電流を流し、放電管電流が変圧器の二次回路となるようにする。この場合放電管電流は外部磁場の強さおよび形状で制限され最大約 2000 A 程度であり、100 マイクロ秒から 1 ミリ秒の間数十万度のプラズマが得られる予定である。この温度はもちろん融合反応の温度には程遠いものであるが、これ以上の高温に対しては放電管の一部に加熱部を増設し、閉じ込め用磁場に重ねて高周波の変動磁場を加えてプラズマを加熱するサイクロトロン共鳴加熱とよばれる方法が計画されている。



◆高キュリー点の新圧電材料完成

BaTiO₃ は圧電材料としては優秀な磁器であるが、第一変態点が約 120°C で、第二変態点が約 10°C にあるために、周波数や電気機械結合係数の温度特性が大ききこと、経時効果の大きいことが欠点とされてきた。このため現在はほとんど全部少量の不純物を加えることによりこれらの欠点を改善しているが、このため圧電定数の低下を伴っている。

一方 PbTiO₃ または PbZrO₃ 等についてのわが国の基礎研究から、1955 年米国でこの 2 成分系のある混合比のものが非常に高い圧電定数を約 300°C の高温まで平坦に有すること

を発見したが Pb の焼成が困難で成分の差による変化が著しいために、工業化は困難とされていた。

村田製作所では数年間の基礎研究の後、最近この新材料の工業化に成功した。この商品名は PIEZOTITE-5 と名付けられているが、その圧電定数のおもなものを BaTiO₃ (PIEZOTITE-3) と比較すると下表のようである。

材 料	誘電率	比 重	ヤング率	キュリー点	結合係数
PIEZOTITE-3	1200	5.4	1.00×10 ¹⁰	120°C	0.30
PIEZOTITE-5	1000	7.3	0.71	270°C	0.55

また温度特性も 200°C 位まではほとんど平坦で経時特性も 80°C 約 7 日間の場合、P-3 が約 25% 減少するのにに対し、P-5 はわずか 1.8% 減という極めてすぐれた特性をもっているという。その他強力超音波においても許容出力が P-3 の数倍あるなど種々の点で革新的な材料ということができ今後の圧電部門に飛躍的な発展をもたらすことが期待されている。

◆時分割形全電子交換機を試作

電電公社電気通信研究所では、東大および日本電気（株）の協力のもとに、時分割形通話路スイッチを用いた実験用の電話交換機 AO-2 の試作を進めてきたが、本年 1 月に完成した。

本装置は四線式 PAM(パルス振幅変調)方式を用い、標本



AO-2 全電子交換機（時分割形）
左から通話路スイッチ、位相記憶、
レジスタ、マーカの各架

化周波数 8 kc、容量 120 回線（30 パルス位相×4 群）、実装 12 回線のものである。この交換機は、東大の試作機 AO-1（本誌 42 巻 4 号記載、容量 30 回線）を発展させたもので後者の方式では収容回線数がパルス位相数（分割数）で抑えられるのに対し、今回の装置では、加入者線回路と中継線回路の中間に「共通線スイッチ」回路を 1 段もうけることにより、他の群に属する加入者とも接続できるようにしたことが特徴で、これにより、回線の収容数をパルス位相数と独立にきめることができる。

この装置の変・復調器および共通線スイッチのゲート回路にはダイオード SD 34 を用い、段間の緩衝増幅用には双三極管 12 RLL 3、復調増幅器には五極管 6 U 8 を使用している。使用部品数は制御回路を含め真空管約 500 本放電管約 200 本である。

◆わが国最初の搬送式 C.T.C 装置

東武鉄道東上線（池袋一坂戸町一寄居、70 km）では、その支線である越生線（坂戸町一越生、11 km）を池袋より遠方制御するわが国最初の搬送を利用した C.T.C 装置を設備した。

列車集中制御装置（C.T.C）とは 1 つの制御所で長い区間の信号装置を制御し、列車並びに信号の状態を監視制御する



もので、通常 D.C. code によっているが距離が長くなり、または制御、表示数が多くなると伝送距離または伝送時間の制約を受け、制御所を近づけるとか、被制御区間を幾つかに分割するとかなんらかの処理が必要になってくる。この場合、搬送波を適当に割当てると1つの制御所で、それらの被制御区間を制御することが可能となる。

この設備では池袋に制御所を置き、D.C. code を搬送波に FS にて乗せ、約 40 km 離れた坂戸町に送り、復調して D.C. code とし、越生線内を C.T.C 制御している。D.C. code としては搬送を利用するのに便利な Time code を使用し、既設の 2.9 mm Cu 裸線回路に 26 kc~34 kc の S.S.B 方式で、通話、通話用呼出信号、FS の A.C. code (400~ 幅) を乗せている。装置は信号並びに D.C. code 部分を日本信号(株)にて、搬送部分を日本電気(株)にて製作し、リレーには特に C.T.C 用に設計されたものを使用し、速動緩放能電器の安定は緩放時素を組合わせて時素の安定を計り、搬送装置にはトランジスタを使用し印刷配線によるブラダイン方式を採用している。

◆太陽電池灯台の増設決まる

昨年 11 月、筏瀬灯標に 14.5 W 出力の太陽電池が設置された。同灯標は山口県熊毛郡平生町の瀬戸内海の一岩礁上にあり、屋上の太陽電池から、ニッケルカドミウム蓄電池 (75 AH) を充電し夜間灯台光源を動作させる。光力 270 cd、光達距離約 9 海里、点滅周期は毎秒を隔てて 3 秒間に 2 閃光で昼間夜間の点消灯の切り換えは光電管出力を増幅して行なっている。太陽電池は直径約 28 mm の太陽電池素子 648 個を並列に 12 個配列しさらに 54 段直列に接続している。現在まで 4 か月を経過し、その間の晴天日数は 50% 強であるがその結果ほとんど充放電量が約合っており、機器蓄電池の状況も良好に保全されている。

筏瀬灯標は全国でも最も優れた天候条件の個所であるが、若干の気候条件の変化を考慮に入れることにより使用地域を拡大することが可能で明35年度に和歌山県勝浦湾内から鹿児島県佐多町までの歴島灯標外 5 か所に太陽電池灯台の建設が計画されている。現在までの資料によれば筏瀬灯標程度の設計により充分と考えられているが立目埼灯台はその機能上 20 W 電球を要求されているので約 2 倍の規模になる。しかし太陽電池自身の特性上日射面積を必要



筏瀬灯台

とするので通常台風銀座と称せられる鹿児島県佐多町の立目埼灯台は風圧による強度の問題が検討されることとなる。

これらの新設灯台が充分その成果をあげれば、現在その地域の特質上止むを得ず蓄電池交換方式またはその他の方法によっている 355 か所の灯台もこの新方式に切り替えられ、荒海上の過酷な作業が大幅に減少される見込である。

◆電子機器輸出のびる

わが国の電子機器の輸出は海外市場の拡大と契約の増により毎年飛躍的にのびてきている。総輸出額について示す昭和 30 年 10.4 億円、31 年 31.1 億円、32 年 63.1 億円、33 年 159.5 億円、34 年 478.2 億円となる。昭和 34 年のおもな輸出品目の概略はつぎのようである。

項 目	単 位	数 量	金額 (千円)
電子機器総額	千円		47,818,359
ラジオ受信機	台	9,157,281	37,570,505
・ (真空管式)	台	884,243	2,633,562
・ (トランジスタ)	台	6,146,882	33,688,999
・ (3 石以上式)	台	2,126,156	1,247,944
・ (その他)	台		
テレビ受信機	台	26,620	762,141
電気蓄音機	台	34,127	1,032,986
無線通信装置	千円		936,752
電子応用装置	千円		266,001
レコーダ	千円		7,000
ロラン	千円		2,031
録音機、再生機	台	67,462	1,069,747
受信機	個	14,006,916	1,464,873
ブラウン音	個	2,237	13,278
他の電子音	個	262,939	56,854
トランジスタ	個	4,741,483	1,133,851
半導体素子	千円	639,142	60,398
マイクロホン	個	219,840	167,072
スピーカ	個	1,085,745	758,281
可変コンデンサ	個	1,423,513	177,588
コンデンサ	個	24,527,069	359,936
無線部品	千円		2,147,626
レコーダ部品	千円		76,882
電子音部品	千円		58

昭和 34 年の全電子機器の生産額は 324,863,000 千円であるから、約この中の 15% が輸出されたことになる。

◆カムボジャへ大形短波送信機を輸出

国際電気(株)ではカンボジアの建設通信省から大形短波送信機 3 式を受注した。これらは同国の国際電信電話回線に使用される予定のものであり、出力はいずれも 20 kW、2 式は F1, A1, 他の 1 式は A1, F1, A3 および SSB の通信が可能のものである。

この種大形送信機は、ブラジルおよびウルグワイには既に輸出しているが東南アジアに対しては最初であり特にカンボジアに対しては輸出無線機の第 1 号でもあり、今後のこの方面に対する進出が注目されている。

この送信機には端局装置として F1, A1 機用の FS キー 2 台、F1, A1, SSB 機用の SSB, F1 端局装置 1 台および 3 台の送信機と 6 基のアンテナとを切替え可能なアンテナ切替器を付属している。

この送信機は熱帯地方においてもまた水利の不便な地でも安全確実に動作するように特に設計された強制空冷方式を用いている。各部の操作は全て手動式である、周波数切替 (5 波) を含めて各操作共前面パネルで実施可能であり現地の技術者でも容易に迅速かつ確実にできるようにになっている。ま

た各電源整流器は全部高温用 セレン 整流器を用いて保守上の点をも考慮している。

発射波の周波数範囲は両送信機共 4 Mc~26 Mc であり、この間 5 波分の水晶発振器を自蔵し、これらの定められた波は容易に調整できる。

これらの機器は 1 号機は昨年末、残部も 1 月末には完了発送され、2 月下旬より据付を開始、4 月上旬より運転を開始する予定となっている。

なお同社ではこのほか 60 Mc 帯 3 チャンネル多重可搬無線機を同国より受注し、2 月末に完成発送している。

◆WE 社で記憶素子トウスタの量産を開始

1957 年 11 月号の B.S.T.J. 誌上で発表され、世間の注目を浴びたベル研の新しい記憶素子トウスタは、わずか 16 か月にして、このほどウエスタン・エレクトリック社から記憶モジュールの形で量産に入った旨公表され、再び多大の反響を呼んでいる。

現在のトウスタは 0.08 mm φ の銅線を、幅 0.13 mm、厚さ 0.01 mm のモリブデン・パーマロイ・テープで銅線の軸方向に対し 45° の角度もつけて巻きつけたもので、約 3.2 mm の長さに 1 ビットの情報を蓄積させることができるといふ。記憶モジュールは多数のトウスタをプラスチックでテープ状としたトウスタ・テープとフェライト磁心・ワード・コイルなどからなっているが、最も精密を要するのは、トウスタにおける磁性テープの巻きつけ工事であって、このためウエスタン社では特に専用のトウスタ巻線機を開発したといわれる。(Electronic News その他より)

◆G.E. で開発したサーモプラスチック・レコーディング

G.E. ではプラスチック・フィルムの表面に凹凸を作った録像、記録を行なう方法を開発した。その原理は真空中でこのフィルムの表面に画像に相当する負の電荷を与えた後、表面の低触点の層を加熱して柔らかくすると、電荷により表面が変形して安定する。これをすぐ冷やすとそのまま固まり、記録が残るものであって、磁気テープと同様に抹消して再使用することができる。またビデオの場合、その標準方式が変わっても使用できる利点があり、再生は光学的方法で行なわれる。このサーモプラスチック・レコーディングについては、両社ともビデオテープに代わるものとは考えておらず、情報記録その他の別の用途に利用されることになるだろうとの見解をとっている。いずれにせよ現在はなお実験段階にあり、今後の発展が期待されている。

(Electronics News その他より)

◆英国郵政庁“管路内ケーブルのクリープ現象”を解明

最近、英国郵政庁は、ケーブルのクリープ現象の解明結果を P.O.E.E 誌上で発表した。1929 年に同庁は地下管路ケーブルのクリープ現象について報告したが、以後この傾向は次第に顕著になってきている。最近 10 年間の発生状況はつぎのようである。

	1947~47	1957~8
総件数に対するクリープ障害の比率	2.4 %	4.0 %
延長 100 マイル当たりのクリープ障害件数	0.14 件	0.39 件

この現象について F.E. Bentley „コンクリート防護を行なった管路と行なわなかった管路について 15 か月間の観測を行ない、非防護管路のケーブルがクリープ現象を示した場合も防護ケーブルはクリープを示さなかったと報告した。

一方、郵政庁研究機関は種々の現場調査および室内実験の結果からクリープ現象について、つぎの諸点を明らかにしている。

- (1) ケーブルは車両交通の方向にクリープする。
- (2) 軟弱地盤に大きく、排水の悪い個所で助長される。
- (3) 切上の地盤より盛上の地盤に大きい。
- (4) 軟弱地盤では路面の状況は余り影響せず、良質地盤では路面の状況に左右される。
- (5) 主として車道の線路に発生し、歩道では車輪から 4 フィート隔てれば影響を受けない。
- (6) 曲線路より直線路に多し傾向がある。
- (7) コンクリート舗装では発生しない。
- (8) 上り勾配より下り勾配に発生し易い。
- (9) 主に陶製平行管路に発生している。

ケーブルの移動量については次表のごとく 3 段階に区分しているが、移動量と交通量の関係は実例から年間 260,000 台の車両交通とこれによる約 12 in の移動量によって、1 台当たり 0.00005 in という数値が示されておる。

クリープの強度	ケーブル移動量
Slight (小)	1 in 以下
Moderate (中)	1~3 in
Severe (大)	3 in 以上

この防止対策として、(1) 既設ケーブルの対策、(2) 新設および計画段階にあるケーブルの対策の 2 つに分け、(1) ではクリープ防止装置の使用が最も有効であり、さらにクリープの著しい場合は防振対策も考える。(2) についてはつぎの諸点に留意してクリープを誘起する状態を避けることが先決であるとしている。

- (i) 硬質舗装を除く主要幹線道路への管路布設を避ける。
- (ii) 前項に関連して中央分離帯を有する車道ではここに布設することの可能性を検討する。
- (iii) 主要幹線道路に管路を布設することが避けられない場合は防振対策を行なう。

(P.O.E.E. 52, 2, p 115, July 1959).

標準電波の偏差表

郵政省電波研究所

JJY STANDARD-FREQUENCY TRANSMISSIONS

(The Radio Research Laboratories)

Frequencies

2.5 Mc/s, 5 Mc/s, 10 Mc/s, 15 Mc/s,

Date 1959 Sept.	Frequency Deviation Parts in 10 ⁻⁹ 0900 J.S.T.	Lead of JJY impulses on J.S.T. in milliseconds 0900 J.S.T.	Date 1959 Sept.	Frequency Deviation Parts in 10 ⁻⁹ 0900 J.S.T.	Lead of JJY impulses on J.S.T. in milliseconds 0900 J.S.T.
1	- 2	+16	16	-13	+ 7
2	- 1	+16	17	-13	+ 6
3	- 3	+16	18	-13	+ 5
4	- 2	+16	19	-13	+ 4
5	- 4	+15	20	-13	+ 3
6	- 4	+15	21	-13	+ 2
7	- 4	+15	22	-14	+ 1
8	- 3*	+14	23	-14	- 1
9	-10	+14	24	-13	- 2
10	- 9	+13	25	-13	- 3
11	-10	+12	26	-14	- 4
12	-11	+11	27	-14	- 5
13	-11	+10	28	-14	- 7
14	-12	+ 9	29	-15	- 8
15	-12	+ 8	30	-16	-10

The values are based on the Time Service Bulletin from the Tokyo Astronomical Observatory.

* Adjustments were made on the days indicated by*

本 会 記 事

第11回理事会 (昭和35年3月30日、午後5時半)

半蔵門 東条会館

永井会長、関、高木、井上 (委任) 松本各副会長、黒川理事、岡部監事、渥美、妻藤両庶務幹事、田島、林両会計幹事、安田、副島編集幹事、岡村、新堀両調査幹事、嶋津編集長、森田技術委員会会長、福島東北支部長および肥土主事出席。

議 事

1. 第21回功績賞受領者の決定について

関委員長から功績賞委員会の選考経過について報告があり委員長報告通りつぎの両者を受領者に決定した。

石 川 武 二君 (日本電電公社)

阿 部 清君 (京都大学)

2. 昭和34年度後期稲田記念学術奨励金受領者の決定について

稲田記念学術奨励金委員会における選考経過について渥美幹事から説明があり、委員会報告通り別項掲記 (前付) の通り11名を受領者に決定した。これで昭和34年度は前期、後期を合わせて22名に本学術奨励金を贈呈することとなった。

3. 昭和35年度役員、幹事および評議員の選挙結果について

定款の規定にしたがい、会長の指名する理事、高木副会長立合いで行なった開票結果について報告があり、当選者を確認決定した。詳細は昭和35年度本会の事務および事業報告として6月号に掲載する予定である。

4. 昭和35年度収支予算について

昭和35年度各会計収支予算について林会計幹事から一通り説明があったが、細目において若干修正を必要とする点があるので、再検討の上、次回再審議することとした。

5. 会員の入会承認について

つぎの通り新規入会者の入会を承認した。

正員 阿部泰三外 75 名、准員相沢謙次外 32 名、

学生員 橋本実外 220 名、特殊員 日本航空(株)外 6 社

維持員 理研電線(株) 2 口

東京特殊電線(株) 5 口

早川電機工業(株) 10 口 (1口か) (いずれも35年度より)

大日電線(株) 30 口 (15口か) (15口か)

計 新 入 会 339 名、維持員会費増額 24 口

6. 第34回通常総会特別講演について

理事会においては5つの講演題目が提案されたが、その後庶務幹事が演者へ御依頼した結果、内諾を得たのでつぎの通り決定、会長名で依頼状を送した。

海外技術協力の現状と問題点

外務省経済協力部書記官……古 庄 源 治 君

7. 昭和36年連合大会開催地について

各学会理事会および関西、北陸、中国、四国、の各地区各学会支部長の意向を参酌し、連合大会委員会としては、昭和36年連合大会は関西(大阪)で開催することが最も適当であると結論に達した旨妻藤幹事から報告があり、これを了承した。

8. 学会事務処理要領の制定について

学会事務の運行を円滑ならしめるために、庶務、会計、編集、調査の各幹事のもとにそれぞれの事務を体系づけ、「学会事務処理要領」として試行する旨庶務幹事から説明があり、これを了承した。

9. 情報処理学会の発足について

近く発足予定の情報処理学会創立準備会に本会代表として出席した新堀調査幹事から準備会の模様につき報告があった。

報 告

イ. 会員現況 (昭和35年2月29日現在)

会 員 別	名譽員	維持員	正員	准員	学生員	特殊員	計
昭和35年4月末会員数	8	172	7,894	1,405	1,237	174	10,890
入 会		1	63	27	118	2	211
退 会			9	2	4		15
2月末会員数	8	173	7,948	1,430	1,351	176	11,086
増 減		1	54	25	114	2	196

ロ. 会計収支状況

会計別収支状況 (昭和35年2月分)

会 計 別	収 入	支 出	差 △は減
一 般 会 計	1,097,396	1,247,976	△ 150,580
特 別 事 業 会 計	801,322	828,017	△ 26,695
収 益 事 業 会 計	2,087,796	1,647,764	440,032
違 義 費 金 会 計	—	7,388	△ 7,388
稲田記念学術奨励金	—	1,686	△ 1,686
岡部賞金会	—	465	△ 465
退職積立金会	—	—	—
飯坂松金会	191,242	182,828	8,414
計	3,577,756	3,916,044	△ 338,288

資金月末現在高 (昭和35年2月29日現在)

種 別	年度初と 前月末との差	年度初と 前月末との差	年度初と 前月末との差	年度初と 前月末との差
預 金	5,359,293	3,996,586	3,993,591	1,665,702
内 借 金	995,304	478,331	405,707	589,597
当座預金	—	37,955	7,584	7,584
銀行預金	4,363,989	3,480,300	3,280,300	1,083,689
郵便貯金	—	613,000	459,000	459,000
振替貯金	553,967	134	146	553,821
現 金	577,742	600,132	718,827	141,085
計	6,491,002	5,209,852	4,871,564	1,619,438

各種委員会開催状況

イ 編集関係

- a. ニュース編集委員会 3月1日、5:30 p.m.
b. 海外論文委員会 同 4:00 p.m. } 学会会議室
c. 論文委員会 3月3日、3:00 p.m. }

- ロ 岡部賞委員会(第1回) 3月4日、5:30 p.m. 電気クラブ
ハ 稲田賞委員会(第2回) 3月7日、5:30 p.m. 学会会議室
ニ 論文賞委員会(第1回) 3月8日、5:30 p.m. 学会会議室
ホ 教科書委員会幹事会 3月10日、5:30 p.m. 学会会議室
ヘ 連合大会部会 3月11日、5:00 p.m. 電気クラブ
ト 連合大会委員会 3月17日、5:30 p.m. 電気クラブ

標準信号発生器

ARM-5805型

2 信号選択度特性が容易に測定できる短波標準信号発生器完成！

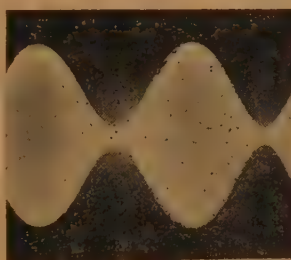
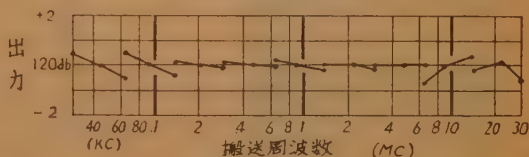
➡ 周波数の調整の細かさ、安定さ、確度が従来のものに比べて非常に改善されました。減速比が大きくガタのないダイヤルによって周波数が容易に変えられると共に、見易い周波数直読目盛によって、5~6桁の周波数が容易に読みとれます。

➡ 出力レベルは75Ωの出力インピーダンスで1Vが得られ、APC（自動出力レベル調整回路）の動作によって、出力レベルはレベル調整をしなくても図に示すように周波数特性が少なくなっております

➡ 変調の特性が改善されました。
変調歪率は軽減され図に示すような波形になりました。また緩衝増巾器の作用によってAMに伴うFMが実際上問題にならない位減少し図のようなスペクトラムを示します。
これ等の点はいずれも将来の高級標準信号発生器の進むべき方向を示しているものと申せましょう



主 目 盛 副 目 盛
(中央目盛の読み 10.6974 Mc)
周波数ダイヤル目盛



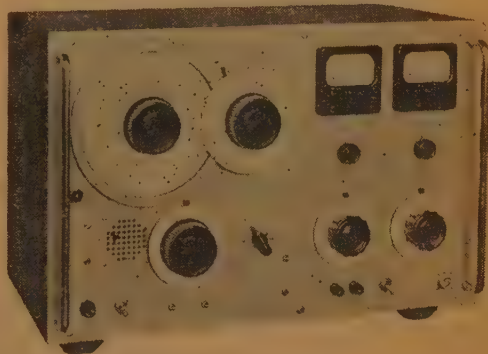
1 Mc, 400 c/s 85% 変調
変調波形の1例



30 Mc, 1000 c/s 40% 変調
変調スペクトラムの1例

規 格

周波数範囲	30 kc~30 Mc
周波数精度	主目盛で、±0.5%、副目盛で(校正して)±0.02% (ただし 14 Mc 以下)
周波数目盛調整の細かさ	30 Mc において 2 kc
周波数安定度	30 分後 10 分間の変動が 0.02% 以下
周波数校正	100 kcマルチバイブレータ、1 Mc 水晶発振器 検出器を内蔵し校正できる
出力インピーダンス	75Ω VSWR 1.2 以下
出力レベル範囲	-10 db~-120 db
出力レベル精度	±1 db(0~-120 db), ±1.5 db(-10~0 db)
変調周波数	内部 400 c/s 1000 c/s, 外部 50~10,000 c/s ただし搬送周波数の 3% 以下
変調率	0~100%
変調率精度	±(指示値×0.05+2)%
変調歪	30%変調で -40 db 以下・80%変調で -25db 以下
変調雑音	30%変調で -50 db 以下
変調による残留 FM	ARM-5709 型側帯波分析器で見出せない (30 Mc)
電源	100 V, 50~60 c/s, 約 160 VA
付属品	真空管×1組, 表示灯×4, ヒューズ×1, 出力コード×1, 取扱説明書×1, 試験成績書×2
寸法重量	345(高さ)×535(巾)×280(奥行) mm 約 40 kg



安立電気株式会社

東京都港区麻布富士見町 39 電話(473)2131(代), 2141(代)

営業所 神戸市生田区栄町通5-10 電話 元町(4) 3614 (代)

ミリ波時代をつくる・・・ 沖電気工業の ミリ波管！



マグネトロン 50 M 10



クライストロン 50 V 10

規 格

	50 M 10	35 M 10	50 V 10	35 V 10
波 長 (mm)	6.0 ± 2%	8.6 ± 1%	6~7	8~9
出 力 (kW)	20	40	40	40
陽極電圧 (kV)	12	13	2.3	2.0

このほか、24~50 Gc 帯の各種ミリ波マグネトロン、ミリ波クライストロンの製作を行っております。御相談下さい。

- カタログ進呈
乞紙名記入

沖電気工業株式会社

東京都港区芝高浜町10
電話三田(451)2191・9271

オートメーション シリーズ

全 10 巻

—— 会社, 工場に万人必読の新技术 ——

編集委員
東京大学教授 磯部孝
工学博士
機械試験所長 杉本正雄
理学博士
小野田セメント 南沢宣郎
調査部統計課長
電気試験所電子 和田弘
部長・工学博士

- 1 巻 情 報 理 論
- 2 巻 自 動 制 御 理 論
- 3 巻 プ ロ セ ス 制 御 機 器
- 4 巻 サ ー ボ お よ び 自 動 操 縦 操 作
- 5 巻 電 子 計 算 機
- 6 巻 電子計算機のプログラミング
- 7 巻 機械加工の自動制御
- 8 巻 自動機械と自動製造装置
- 9 巻 プ ロ セ ス 工 業 (第1回配本 定価 550 円)
- 10 巻 ビジネスデータ処理機器

各種企業体におけるオートメーションの基礎理論から諸計器, 計算機の応用まで, 実際のデータにより図を豊富に収めて平易に解説した最新技術の集大成, 生産の増進に, 事務能率の向上に資する会社・工場の幹部, 一般技術者ならびに学生・研究者に絶対不可欠の好参考書です。

〔各巻〕A5判・250~330頁・上製本・送料 40 円

定 価 400 円~600 円

各巻は分売自由です。 毎月1巻刊行の予定。

第 1 回 配 本 中

電子・通信工学講座 全12巻

(編集委員)
川上正光
喜安善市
永井健三
森脇義雄

〔各巻〕A5判・平均 300 頁・分冊函入

各巻 定価 480 円

第9回配本中

分冊売り
もします

数学・物理・化学等の基礎的科学の最新の成果を網羅するとともに, デジタル技術やオートメーション等のトップ技術を余すところなく集めた60余名の執筆になる一大集成。

エレクトロニクス講座

基礎編 6 巻
応用編 6 巻

〔各巻〕A5判・上製・230~350 頁

各巻 380 円

完結発売中!

編集

広川喜 田上安 友正善 義光市 三森和 熊脇田 文義 雄弘

近代科学をリードしつつあるエレクトロニクスの基礎より応用までを体系的に配列し諸分野に応用されている現状を精細に記述した。

〔各詳細内容見本
お申込次第送呈〕

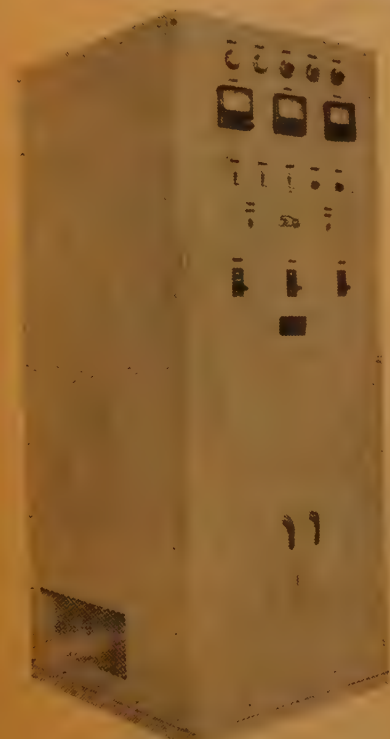
共立出版株式会社

東京都神田駿河台 3
振替東京 57035 番

Toho

斯界最高峰の東邦拡散形

シリコン整流器



TH808



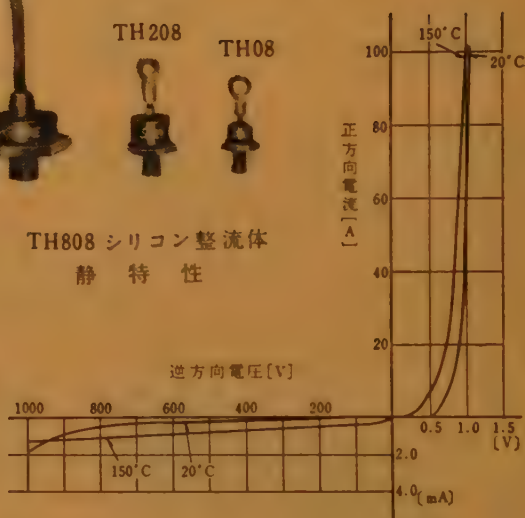
TH208



TH08



TH808 シリコン整流器
静特性



定電圧装置付 (I.B.M用)

3φ全波 115V 100A シリコン整流器

半導体素子から応用機器まで一貫生産して高品質の技術力で貴社の品質が生まれる半導体専門メーカーの製品をお需の下さい。

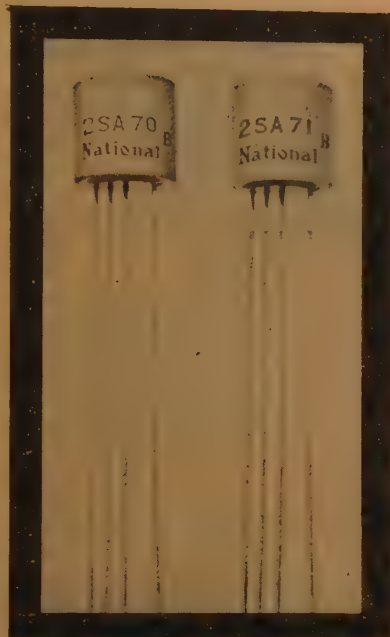
セレン整流器・ゲルマニウム整流器・SiCバリスター
亜酸化銅整流器・自動定電圧装置・東邦速断ヒューズ

東邦産研電気株式会社

本社 埼玉県新座町大字北野133 電話 新座 31・32
東京事務所 東京都豊島区池袋1-814 大和ビル 8階 電話 (971) 1959・8992

F M 受信機のトランジスタ化に.....

α 遮断周波数 100 M C



超高周波用合金拡散型トランジスタ

2SA70・2SA71

高周波用のドリフト型を開発して、短波トランジスタの先駆をきったナショナルでは、今回一段と優れた高周波特性を有する画期的な新製品 2SA70・2SA71 を発表いたしました。

2SA70・2SA71 は拡散技術を巧妙に駆使した新しい製法による合金拡散型のトランジスタで、FM ラジオ、テレビ、その他超高周波用に素晴らしい性能を発揮。

トランジスタの応用範囲を著しく拡大いたしました。

ご照会は.....
高槻市富田局区内(電高機⑥0521(代表))
松下電器管球事業部電子管課

東京都芝居局区内(電⑧8211)
松下電器東京特販営業所電子管部

	2SA70	2SA71
構造	PNP合金拡散型	PNP合金拡散型
用途	高周波増巾用	高周波増巾用

最大定格 (25°C)

エミッタ電圧.....	-0.5 V	-0.5 V
コレクタ電圧.....	-20 V	-20 V
エミッタ電流.....	10 mA	5 mA
コレクタ電流.....	10 mA	5 mA
コレクタ電力.....	100 mW	100 mW
周囲温度(保存時)	-55°C ~ +75°C	-55°C ~ +75°C

特性 (25°C)	2SA70	2SA71
コレクタ遮断電流...最大	15 μ A	15 μ A
	(V _c = -6 V)	(V _c = -6 V)

V_c = -6 V I_e = 1 mA において

短絡電流増巾率.....	80	-
遮断周波数.....	70 MC	100 MC
コレクタ容量.....	1.8 pF	1.8 pF
伝達アドミタンス... 30 m Ω	¹⁾	²⁾ 15 m Ω

1) ユミッタ接地 10.7 MC において

2) ペース接地 100 MC において



松下電器産業株式会社

電線と ケーブル 日本電線

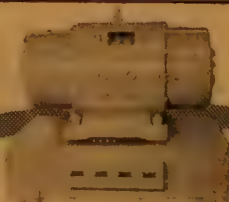


本社・東京都墨田区寺島町2の8
営業部・東京都中央区築地3の10 恵和会館内
大阪販売店・大阪市北区梅田町47新阪神ビル7階704号室
名古屋出張所・名古屋市中区広小路通4の17 東ビル
福岡出張所・福岡市上洲崎町42
仙台駐在員事務所・仙台市名掛丁38
札幌駐在員事務所・札幌市北三条西四丁目（第一生命ビル）

電話 611 局 101~7
電話 (541) 2021~9
電話大阪 (36) 3658-1171
電話本局 (23) 0284
電話東 (3) 4397
電話仙台 3515
電話札幌 (4) 1768



JDM 34 コンバーター



SS 750 インバーター



N-DY-1 電動ファンモーター

高性能を誇る
各種回転機器



AM-301 コンデンサーモーター



電磁クラッチ



FA7 電動送風機



206 G ミニチュアモーター

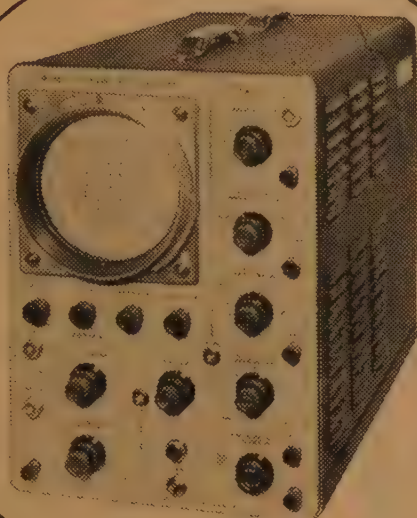
新中央工業株式会社

東京都大田区大森5丁目 232番地 電話 (761) 9125~9

新 型



計測器



CT-521B型
正価 360,000円

規 格

CT-521B型

- 使用ブラウン管 130H-B1A
- 垂直軸偏向感度 $0.05\text{V/cm} \sim 20\text{V/cm}$
- 周波数特性 $\text{dc} \sim 15\text{Mc}$ 偏差 3db
- 時間軸掃引速度 $0.1\mu\text{sec/cm} \sim 5\text{sec/cm}$
- 掃引方式
トリガー掃引、繰返し掃引

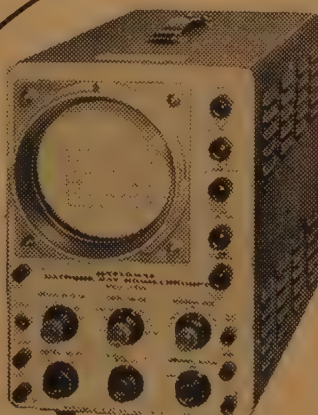
$\text{dc} \sim 15\text{Mc}$

デジタルシンクロスコープ

規 格

CT-511A型

- 使用ブラウン管 5UP1(F)
- 垂直軸偏向感度 $0.1\text{V/cm} \sim 30\text{Vdc/cm}$
- 周波数特性 $\text{dc} \sim 1\text{Mc}$ 偏差 3db
- 時間軸掃引速度 $3\mu\text{sec/cm} \sim 300\text{msec/cm}$
- 掃引方式
トリガー掃引、繰返し掃引



CT-511A型
正価 145,000円

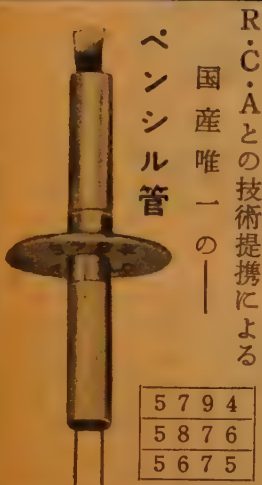
カタログ進呈 東京都品川局区内
松下通信工業計測課

松下通信工業株式会社

アポロ真空管

超小型 高圧整流管

☆テレビ受像機や測定器
には必ず使います。



5642

特長

- B管高圧高周波電源の整流
- 高圧パルス整流
- 逆耐電圧 10,000 V
- 外径10ミリ 全長52ミリ
- $E_f=1.25V$ $I_f=200mA$



1247

特長

- ガイガー計数管及測定器電源の整流
- 高圧パルス整流
- 逆耐電圧 1,500 V
- 外径10ミリ 全長25ミリ
- $E_f=0.7V$ $I_f=65mA$



太陽電子株式会社

本社・工場 東京都品川区東戸越5-22
電話荏原(781)8833・4625 番
研究所 東京都品川区平塚6-917
電話荏原(781)5437 番



放送用

アンテナの 電気興業株式会社

東京都品川区大井元芝町 880 電話(761)3111(代表)

ワドーのトランジスター・電子管金属材料

MINIRON 52

軟質ガラス封入用

Fe-Ni-Cr 合金

平均膨脹係数 $8 \sim 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$

($20^{\circ}\text{C} \sim 500^{\circ}\text{C}$)

中里合名会社

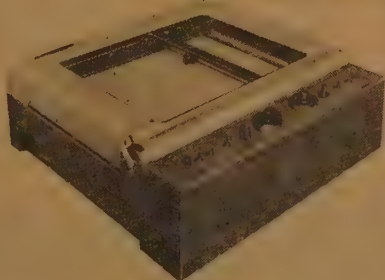
東京都中央区日本橋両国五番地

電話東京(851)局 5121・5122・5123
5124・5125・5126

製造 株式会社 和銅 電子材料製造部



X-Y 記録器



本器はタコゼネレーター付きのサーボモーターを使用しているので、特に速い現象の記録・測定に好適です。

記録紙 有効巾 25 cm × 35 cm

記録速度 X軸 0.6秒/フルスケール

Y軸 0.8秒/フルスケール

感度 10 mV ~ 100 V 13 段切換え

営業品目

ペン書きオシログラフ

ペンガルバノメーター

MA型・PA型直流増巾器

その他各種直流増巾器

株式会社

渡辺測器製作所

本社・工場 東京都品川区西品川 3-788

TEL. 東京 (491) 8827・1966

大阪出張所 兵庫県尼ヶ崎市東富松字大除溝

TEL. 大阪 (48) 6860

(カタログ進呈 誌名明記の上お申込下さい)

自動制御機器その他

計 数 表 示 用 ➡ 電 磁 度 数 計

WEK-1型 零戻し付

性 能

分 解 能 600/min

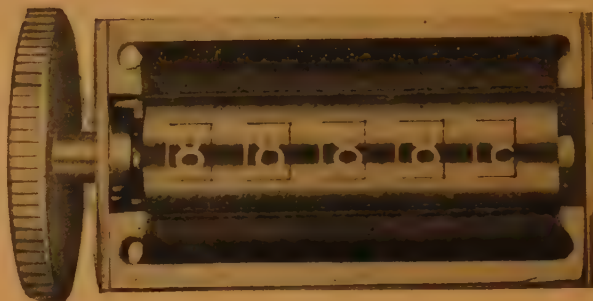
桁 数 5 桁

零 戻 有

消費電力 僅少

窓開寸法 48×12 mm

数 字 3×5 mm



電 気 計 測 器 ・ 工 業 計 器

電 子 管 機 器 ・ 制 御 機 器

製 造

渡 辺 電 機 工 業 株 式 会 社

東京都渋谷区神宮通 2 の 36 電話 青山 (401) 6141 ~ 4
2 2 8 1

NICUM

電 氣 機 器

真 空

(ワニム)

の絶縁を完全にする 乾燥・含浸装置

・コンパウンド含浸装置)

主 なる
納 入 先

愛知電機 中国電力・安川電機
沖電機・三菱電機・北辰電機・住友機械
東洋レーヨン・オリゲン電機・三洋電機

日 空 工 業 株 式 会 社

本 社 大阪市西区江戸堀南通 3 の 18

東 京 東京都台東区二長町 1 (東神ビル)
出張所 電話土佐堀 (44) 181.9512 ~ 4
電話下谷 (831) 2161 (代表)



地方取引特ニ歡迎
在庫豊富・即納

振替口座 大阪五番

計測器・

電話機・交換機・諸部分品

架線用・諸材料

ケーブル電線・工事用諸材料



早く・安く・よい品を！

株式会社 山西

本社 大阪市浪速区恵美須町2丁目27番地
電話 大阪 (64) 5番・6番・7番・18番・19番
出張所 東京都千代田区6番町5番地
電話 九段 (331) 6031番
(301) 2756番

ヘリコイド
型多回転
(HP-6)

みどりの ポテンシオメータ

コンテニユアス型(CP-6)

正弦余弦型(SP-15)

直線変位型(LP-10)

精度 0.1%



株式会社 緑 測器研究所

東京 新橋 1-5-1 電話 (321) 7941 (328) 1269

アルミニウム表面処理専門

○(特許)アルミニウム超硬質処理 (耐絶縁性, 耐腐蝕性, 耐磨耗性) 等に最適

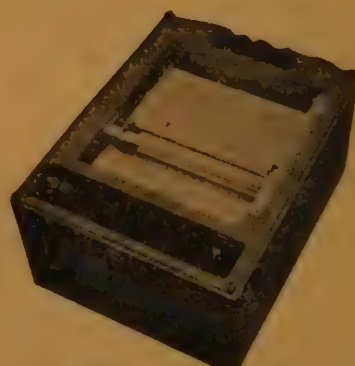
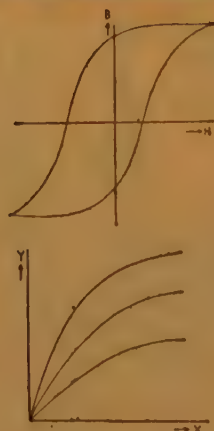
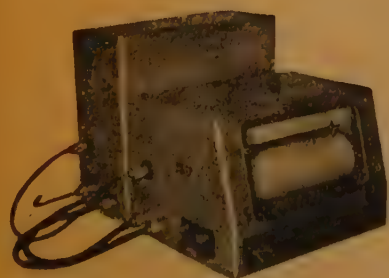
○アルミライト法に依る装飾及び防錆処理一式 (白色, 金色, 銀色, 黒色, 原色, パール, その他各種色彩メッキ及び梨地仕上塗装下地用アルマイト処理)

○鍍金処理 (アルミニウム及びアルミ合金に各種電気メッキ)

電化皮膜工業

東京都大田区今泉町 259 番地 TEL (731) 3169

理化電機の X-Y 軸記録計



ドラム型

A 型…フルスケール DC 50 mV

B 型… " DC 10 mV

C 型… " DC 1 mV

E 型…(X-Y, T) Y 軸を時間軸とし記録紙を定速度で送り, 普通の記録計として使用する事も出来ます。

其の他製品目

電子管式自動平衡記録計

二素子電子管式自動平衡記録計

直流磁化 (B-H) 自動記録装置

平面型

測定電圧 1 mV, 10 mV, 50 mV

追従速度 フルスケール 1 秒

呈カタログ説明書

株式会社 理化電機研究所

東京都目黒区中目黒 3-1119
電話 目黒 (712) 3549

サーミスタ

温度測定、温度制御、トランジスタ
温度補償、超高周波電力測定、発振
器振巾安定、通信回路自動利得調整、
継電器動作遅延、サージ電流抑制用
その他

最も安定度の高い 石塚電子の半導体製品

火花消去に シリスター

(カタログ進呈)

火花消去、サージ電圧抑制、
定電圧用 その他



石塚電子株式会社

東京都江戸川区小堀町2の2916 代表 電話 江戸川(65)1633番

ゲルマニウム 加工機 シリコン

◎スライシングマシン

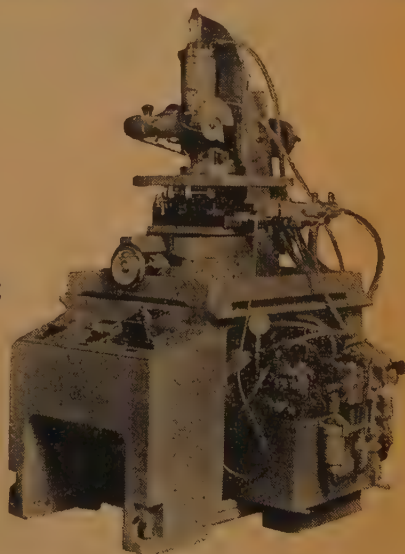
Type 8-SCTH

- ☆手動式・油圧
- ☆半自動式・油圧操作
- ☆自動式・油圧操作ラジェット方式
使用ブレード 径 75 mm t0.4,
100 mm t0.4, 125 mm t0.4

◎ラッピングマシン

ラップマスタータイプ

仕様 タイマー・自動攪拌装置・電磁バルブ付
ラップ盤 径 12 吋ミハナイト鋳鉄使用



(スライシングマシン)

三池理化工業株式会社

東京都新宿区番衆町12
TEL (351) 5207

古い伝統と新しい技術

コロナモーター



シリーズモーター
シンクロナスモーター
キャパシターモーター

は特に量産しております。

その他 小型モーターと発電機 については
御相談下さい。必ず御期待にそいます。

(旧 社 名 花 塚 電 機 産 業 株 式 会 社)

コロナモーター株式会社

東京都目黒区東町52番地 電話 目黒(712)代表3146-9

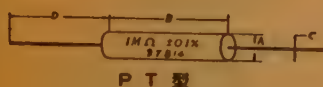
＝代理店＝

- (株) 入江製作所
東京都中央区日本橋本町4の7
電 話 (241) 643, 707, 919, 686-7
- 崎 村 商 店
東京都千代田区神田五軒町42
電 話 (831) 9953, 4346
- 吉沢精機工業株式会社
東京都文京区湯島新花町35
電 話 (921) 1042, 7088
営 業 所 長野市横町20
電 話 長 野 4601
新潟市下大川前石油企業会館内
電 話 新 潟 (3) 0603
- ユタカ電業株式会社
東京都港区芝新橋5の22
電 話 (431) 1578, 1718, 4652, 8388
- 日本電化工業社
京都市下京区河原町四條下ル(日生ビル)
電 下 (5) 2587, 9247
- 沢電気機械株式会社
大阪市西区土佐堀通り2の8
電 大 (403) 715 (代 表) -9
- (株) 西山製作所
大阪市東区瓦町2の15
電 北 (25) 755, 229, 448
- (有) 入江製作所
名古屋市中央区大池町1の48
電 中 (24) 1621, 6389
- 岩谷産業株式会社
大阪市東区本町3
電 船 2 (325) 1-5, 8251-5
営 業 所 東 京・名 古 屋



精密捲線抵抗器

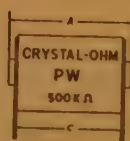
CRYSTAL OHM



PT 型



PW 型



PB 型

型 名	P	T	PT-1	PT-3	PTS	PTL
寸 法 mm	A	13	20	8	8	8
	B	38	38	30	70	100
	C	1	1	1	1	1
	D	50	50	30	50	50
抵 抗 値 範 囲	R _N	1 MΩ	2 MΩ	150 KΩ	800 KΩ	1 MΩ
	R _A	150 KΩ	400 KΩ	25 KΩ	150 KΩ	200 KΩ
	R _{max}	0.05%	25 Ω	25 Ω	50 Ω	50 Ω
		1%	10 Ω	10 Ω	20 Ω	10 Ω
	R _{min}	0.25%	5 Ω	5 Ω	10 Ω	5 Ω
		5%	1 Ω	1 Ω	2 Ω	1 Ω
		1%	0.1 Ω	0.1 Ω	0.1 Ω	0.1 Ω
		1%	0.1 Ω	0.1 Ω	0.1 Ω	0.1 Ω
定 格 電 力 W	W40	1	2	0.5	1	1.5
	W20	0.5	1	0.3	0.5	0.75
最 大 加 電 圧 V	E	1000	1500	270	900	1200
仕 切 数		4	4	2	8	12

型 名	P	W	PW-1	PW-2	PW-3	P	B	PB-1
寸 法 mm	A	32.5	57.5	32.5	57.5	28	12	
	B	20	20	25	25	22	17	
	C	27.5	52.5	27.5	52.5	32	14.5	
	D	17	17	17	17	12	9	
	E	7	7	4.5	4.5	7	5.5	
	F	4	4	4	4	8.5	5	
抵 抗 値 範 囲	R _N	1 MΩ	2 MΩ	2 MΩ	5 MΩ	1 MΩ	250 KΩ	
	R _A	200 KΩ	400 KΩ	400 KΩ	1 MΩ	200 KΩ	50 KΩ	
	R _{max}	0.05%	25	25	25	25	50	
		0.1%	10	10	10	10	20	
	R _{min}	0.25%	5	5	5	5	10	
		0.5%	1	1	1	1	2	
		1%	0.1	0.1	0.1	0.1	1	
		1%	0.1	0.1	0.1	0.1	1	
定 格 電 力 W	W40	1	3	1.5	5	1	0.5	
	W20	0.5	1.5	0.8	2.5	0.5	0.3	
最 大 加 電 圧 V	E	1000	2000	1200	2000	1000	270	
仕 切 数		4	4	4	4	0	0	

R_{max} 最大抵抗値, R_{min} 最小抵抗値, R_N 抵抗温度係数+1.3×10⁻⁴/°C (0.1%以下2×10⁻⁴), R_A ±0.2×10⁻⁴/°C W40 温度上昇 40°C, W20 温度上昇 20°C

真下製作所

渋谷区恵比寿西1丁目18 電 話 (461) 0712・8037

カタログ贈呈

サーミスタ計測器のトシスメーカー

タカラサーミスタ超精密温度計

(S.T.M 型-0.05°C 目盛.大型 20μメーター使用)

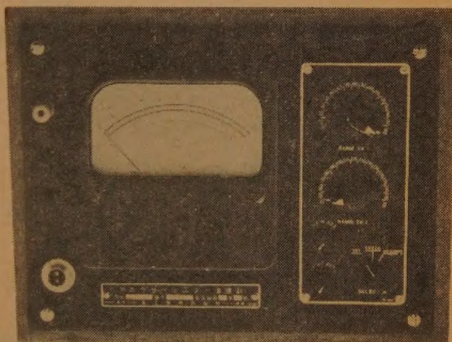
科学の進歩は盛々精密な微小温度測定を要求する。最近急激に発達しつつある高分子化学や、原子力関係の分野に於ては特に其の要望が強い。今迄微小とされ、時には等閑視又は誤差範囲とされていた1°と云う温度が、之等の分野に於ては極めて大きな温度である。斯様な超精密級の温度測定は、全くサーミスタ温度計に頼らざるを得ない。元来サーミスタ温度計が、従来の温度計に較べ10倍以上の大きな温度係数を有することから考えて、当然狭い温度範囲を精密に測定する事が、サーミスタ温度計の最も適切な使用法であり、他の温度計では不可能とされて居る分野である。

当社は高分子関係、原子力関係よりの切望に応じ今回0-300°Cの温度を10°Cの中で30段に分割して1目盛0.05°Cの温度が直読できる超精密温度指示計を完成した。(写真参照)サーミスタの特性が指数函数的に変化するため、従来は当然此の程度の温度測定範囲と精度を要求されると2-3本のサーミスタを使用したのであるが、之は使用上極めて不便を伴うので、今回当社の発表したこの温度計に於ては、回路の検討、とサーミスタの選定により一本のサーミスタで全範囲を正確に0.05°Cの目盛で読みとる事に成功したものである。本品は0-300°Cの範囲を0.05°Cで目盛したもので、可成り高級な要求を満たしたデラックス版で、価格も24万1000円である。

尚これ等を満足させるべく使用温度が特定され、-100-350°Cの範囲にて、10度巾を選定して要求された場合には、3万8000円で0.05°C目盛の超精密温度計の要求に応じる製品も大量に生産発売しつつある。

写真に見る様にメーターは136型の大型ミラー付であり、20マイクロの高感度のものを使用している。従って0.05°Cの目盛も可成り間隔があるので、熟練すれば0.01°Cの温度変化も読める。

「0.01°Cの温度の直読」と云う科学者多年の夢はタカラ・サーミスタ超精密温度計(S.T.Mシリーズ)によって遂に実現したのである。



タカラサーミスタ超精密温度計 STM-005-30型
(0-300°C 測温 0.05°C 目盛 30段切換へ)

タカラサーミスタ超精密温度計(S.T.M 型)の種類

品名	-100-350°Cの範囲 で選定する測温巾	目盛	切換スイッチ段数	1段の測温巾	価 格 (感熱部付)
STM-005-1	10°C	0.05°C	1段	10°C	38,000円
STM-01-1	20°C	0.1°C	1段	20°C	38,000円
STM-005-15	150°C	0.05°C	15段	10°C	136,000円
STM-01-15	300°C	0.1°C	15段	20°C	136,000円
STM-005-30	300°C	0.05°C	30段	10°C	241,000円

(註) 上記標準型5種類以外にも御要求によりS.T.M.を作成致しますが、その際の価格は(31,000^万円 + (7,000^円 × 切換段数))と成ります。

宝 工 業 株 式 会 社

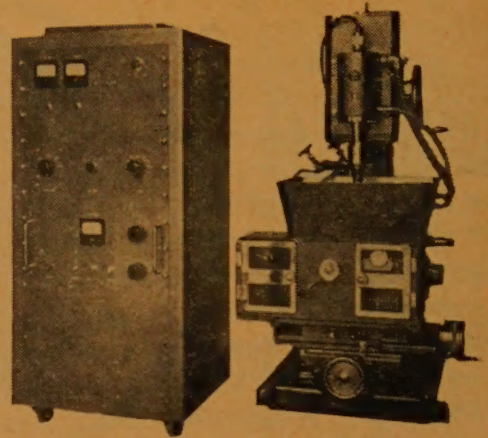
(英文社名) TAKARA THERMISTOR INSTRUMENTS CO., LTD.

本社 電気工場 東京都大田区原町90番地 TEL 蒲田 (731) 7210 東京 (738) 0333

超音波加工機

USM-50-1R

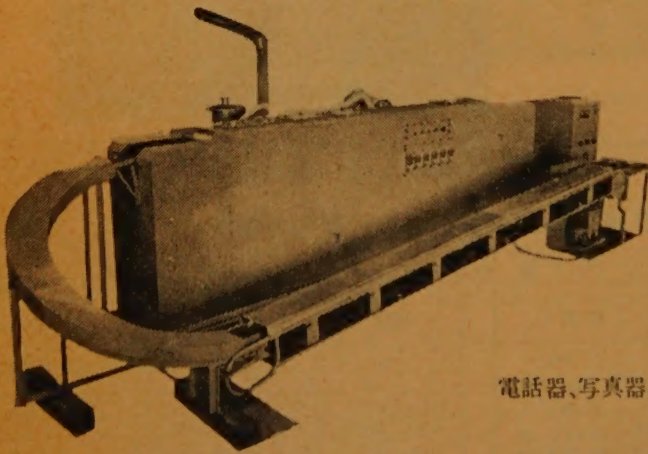
超音波技術の最高權威



性能
 テーブル前後行程 80m/m
 加圧装置送り機構 自動天秤式
 上下行程 30m/m
 発振器高周波出力 500W

超音波(ネットコンベヤー式)自動洗滌機

CN-1002A-2T



性能
 洗滌槽部
 長さ 4,200m/m
 巾 1,150m/m
 洗滌工程 超音波洗滌—シャワー
 洗滌—熱風乾燥
 エキゾースター：汙過
 器：蒸溜槽：リターン
 機構付

発振器部
 高周波出力 1kW

洗滌物

電話器、写真器、時計、マイクロスイッチ、真空管等部品



島田理化工業株式會社

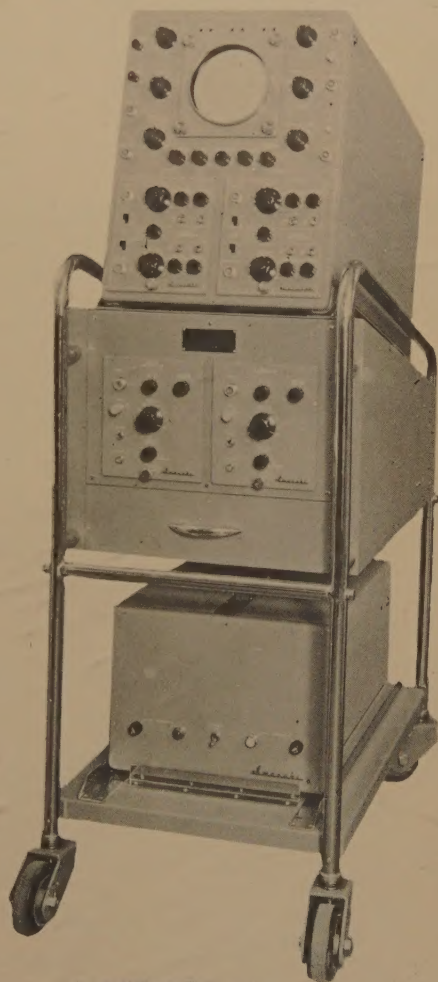
本社・本社工場 東京都調布市柴崎町415番地 電話 調布 (0229) 4101-6
 大阪販売部 大阪市北区伊勢町1番地 電話 大阪 (36) 6 8 0 7

(本社・本社工場を3月6日より上記へ移転いたしました。)

シンクロスコープはエレクトロニクスの眼です

岩崎の 2ビームシンクロ DS-5155

(四現像観測可能)



(カタログ等のお問合せは)
各営業所をお願いします。

2ビームシンクロスコープ DS-5155
は、2要素ブラウン管 5 AFP 11 を使
用しています。

プラグインタイプの前置増幅器は、シ
ンクロスコープ SS-5302, SS-5102 と
共通のものが使用されます。SP-10 D
を2組挿入すれば4現像の観測が同時
に行えます。

電源は台車にのって、本体とは別にな
っています。

性能 (SP-30 H 挿入時)

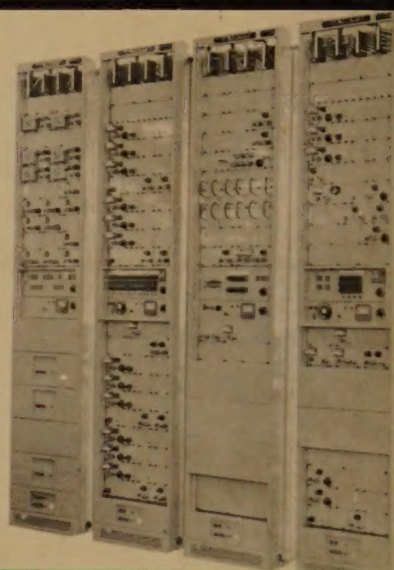
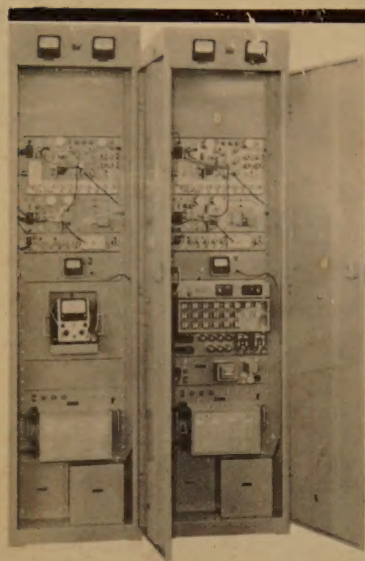
感 度 $0.05 \text{ V/cm} \sim 20 \text{ V/cm}$
周波数特性 $\text{D.C} \sim 15 \text{ Mc/s}$
掃引時間 $0.02 \mu\text{sec/cm} \sim 12 \text{ sec/cm}$

このほか、2 Mc シンクロから 60
Mc まで、またメモリスコープと10
数種のシンクロスコープがあります。
国内唯一のシンクロスコープ専門メ
ーカーとしてエレクトロニクスの凡
ゆる分野で活躍している岩崎のシン
クロスコープを御用命下さい。



岩崎通信機株式会社

東京営業所	東京都中央区京橋2の8 第一生命ビル	電話 (281) 1302 (代表)
大阪営業所	大阪市東区淡路町5の2 長谷川ビル	電話 (23) 1616 (代表)
本社及工場	東京都杉並区久我山2丁目710番地	電話 (381) 2231 (代表)
出張所	札幌・仙台・金沢・名古屋・広島・福岡・熊本	



た高性能多重無線装置であります
のでC C I T Tの規格に準拠し
中継回線を構成するに適したも
した60通路までの多重電話
本装置はS S - F M方式を採用

● 端局装置の性能 ●

通話路数.....60 ch
(外に打合回線を有する)
音声有効伝送帯域.....300-3400%
基礎前群周波数帯域.....12-24 Kc
基礎群周波数帯域.....60-108 Kc
伝送周波数帯域.....60-316 Kc
または8-264 Kc

● 送受信機の性能 ●

周波数範囲.....2450-2700 Mc
変調方式.....F M (周波数変調)
中継方式.....ビデォ中継
送信出力.....1 W
変調周波数範囲.....0.3-316 Kc
周波数偏移.....±1.5 Mc
受信機帯域幅.....6 Mc
受信機雑音指数.....12 db以下

● 空中線の性能 ●

開口角.....130°
利 得.....32.6 db
ビーム幅.....3.9°
入力 V S W R.....1.2以下

三菱 (2500Mc用SSB-FM方式)
多重無線通信装置

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内・東京ビル